

MENU

SEARCH

INDEX

DETAIL

3 / 1

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-215881  
 (43)Date of publication of application : 06.08.1999

(51)Int.Cl.

H02P 6/16

(21)Application number : 10-314000

(71)Applicant :

MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 16.10.1998

(72)Inventor :

IJIMA TOMOKUNI  
 NARASAKI KAZUNARI  
 IGARASHI YOSHIAKI  
 KISHIBE TARO  
 MARUYAMA YUKINORI

(30)Priority

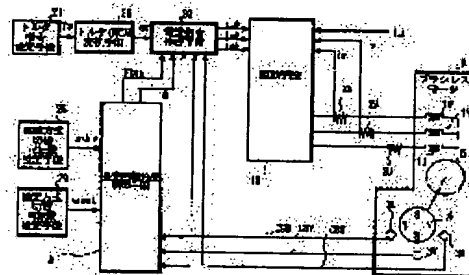
Priority number : 09311351 Priority date : 27.10.1997 Priority country : JP

## (54) MOTOR CONTROL DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To drive control a brushless motor free from torque ripples, by applying power to a stator winding by a current or voltage command formed to be based on an estimation rotational angle.

SOLUTION: In an estimation rotational angle control means 8 in this device, a rotational position signal CSU, CSV, CSW, drive system switching rotational speed  $\omega_{drv}$ , estimation system switching rotational speed  $\omega_{est}$  are inputted, a drive system switching signal FDrv and an estimation rotational angle  $\theta$  are outputted. In a torque/current converter means 25, a torque command T is inputted, q-axis current command  $I_q$  is outputted, in a current command forming means 20, rotational position signals CSU, CSV, CSW, 8-axis current command  $I_g$ , drive system switching signal FDrv, and the estimation rotational angle  $\theta$  are inputted, and a stator current command  $i_u, i_v, i_w$  is outputted to a drive means 10. In a correction coefficient forming means, a correction coefficient memory value and an absolute angle memory value are formed, and a steady estimation rotational angle  $\theta$  is formed. In this way, a brush-less motor can be controlled free from torque ripples.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(51) Int.Cl.<sup>8</sup>

H 0 2 P 6/16

識別記号

F I

H 0 2 P 6/02

3 7 1 N

審査請求 未請求 請求項の数21 F D (全 43 頁)

(21) 出願番号 特願平10-314000

(22) 出願日 平成10年(1998)10月16日

(31) 優先権主張番号 特願平9-311351

(32) 優先日 平 9 (1997)10月27日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 飯島 友邦

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72) 発明者 植崎 和成

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72) 発明者 五十嵐 祥晃

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(74) 代理人 弁理士 東島 隆治 (外1名)

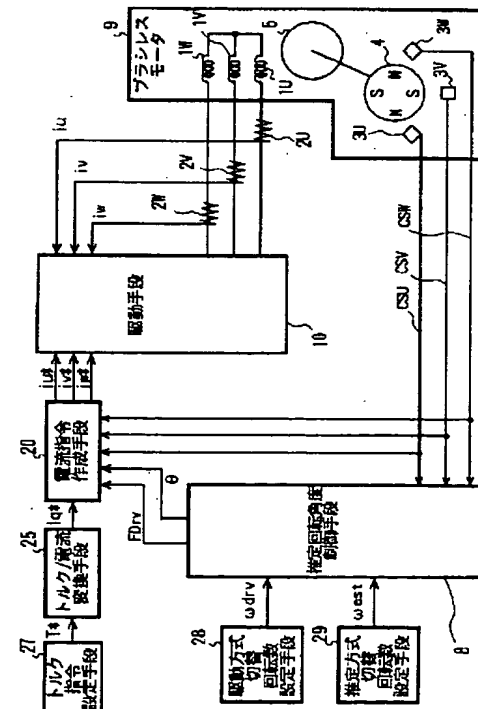
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】 回転位置信号発生器からの回転位置信号に基づき回転角度を補間して推定し、正弦波状の電流をステータ巻線に流すモータ制御装置において、回転位置信号発生器におけるホール素子のオフセット電圧のばらつきなどにより回転位置信号がばらついても、推定回転角度がふらつかず、リップルのない安定したトルクを出力するモータ制御装置を実現する。

【解決手段】 本発明のモータ制御装置は、時間間隔測定手段がロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記回転位置信号の時間間隔を測定し、補正係数記憶手段が前記回転位置信号のばらつきを示す補正係数を記憶し、推定回転角度作成手段が前記時間間隔と前記補正係数とに基づき回転角度を補完し回転角度の推定値である推定回転角度を作成し、そして指令作成手段が前記推定回転角度に基づき前記電流指令または前記電圧指令を作成してモータを駆動する駆動手段に出力するよう構成されている。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記回転位置信号の時間間隔を測定する時間間隔測定手段と、

前記回転位置信号のばらつきを示す補正係数を記憶する補正係数記憶手段と、

前記時間間隔と前記補正係数とに基づき回転角度を補間し回転角度の推定値である推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、

前記推定回転角度に基づきステータ巻線に流す電流指令または前記ステータ巻線に印加する電圧指令を作成する指令作成手段と、

前記電流指令または前記電圧指令に基づき前記ステータ巻線に電力を印加する駆動手段と、を具備すること特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】 前記補正係数を作成する補正係数作成手段と、前記補正係数作成手段を起動させる補正係数起動手段とをさらに具備することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 3】 ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記回転位置信号の時間間隔を測定する時間間隔測定手段と、

前記回転位置信号に基づきロータが 1 回転する時間である回転時間間隔を測定する回転時間間隔測定手段と、回転角度の推定方式を切り替えるしきい値である推定方式切替回転数を設定する推定方式切替回転数設定手段と、

前記推定方式切替回転数より前記ロータの回転数が低いときは前記時間間隔に基づき回転角度を補間して回転角度の推定値である推定回転角度を作成し、前記推定方式切替回転数より前記ロータの回転数が高いときは前記回転時間間隔に基づき回転角度を補間して前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、

前記推定回転角度に基づきステータ巻線に流す電流指令または前記ステータ巻線に印加する電圧指令を作成する指令作成手段と、

前記電流指令または前記電圧指令に基づき前記ステータ巻線に電力を供給する駆動手段と、を具備することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】 前記回転時間間隔測定手段は、前記ロータが機械角で 1 回転する時間を前記回転時間間隔として測定するよう構成されたことを特徴とする請求項 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 5】 前記回転時間間隔測定手段は、前記ロータが電気角で 1 回転する時間を前記回転時間間隔として測定するよう構成されたことを特徴とする請求項 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 6】 駆動方式を切り替えるしきい値である駆動方式切替回転数を設定する駆動方式切替回転数設定手段をさらに具備し、

前記指令作成手段は、前記駆動方式切替回転数より前記ロータの回転数が低いときは前記回転位置信号に基づき前記電流指令または前記電圧指令を作成し、前記駆動方式切替回転数より前記ロータの回転数が高いときは前記推定回転角度に基づき前記電流指令または前記電圧指令を作成するよう構成されたことを特徴とする請求項 1 又は請求項 3 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 7】 ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記回転位置信号の時間間隔を測定する時間間隔測定手段と、

前記時間間隔に基づき回転角度の推定値である推定回転角度をどれだけ進めればよいかを示す進み量を作成する進み量作成手段と、

前記進み量に基づき制御周期ごとに前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、

前記推定回転角度に基づき前記制御周期ごとにステータ巻線に流す電流または前記ステータ巻線に印加する電圧を制御する制御手段と、を具備することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 8】 前記回転位置信号のばらつきを示す補正係数を記憶する補正係数記憶手段をさらに具備し、前記進み量作成手段は、前記補正係数に基づき前記進み量を作成するよう構成されたことを特徴とする請求項 7 に記載のモータ制御装置。

【請求項 9】 前記回転位置信号に基づき前記ロータが 1 回転する時間である回転時間間隔を測定する回転時間間隔測定手段と、

回転角度の推定方式を切り替えるしきい値である推定方式切替回転数を設定する推定方式切替回転数設定手段とをさらに具備し、

前記進み量作成手段は、前記推定方式切替回転数より前記ロータの回転数が低いとき前記時間間隔に基づき前記進み量を作成し、前記推定方式切替回転数より前記ロータの回転数が高いとき前記回転時間間隔に基づき前記進み量を作成するよう構成されたことを特徴とする請求項 7 に記載のモータ制御装置。

【請求項 10】 ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記ロータが 1 回転する時間である回転時間間隔を測定する回転時間間隔測定手段と、

回転角度の推定値である推定回転角度の進み量を前記回転時間間隔に基づき作成する進み量作成手段と、前記進み量に基づき制御周期ごとに前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、

前記推定回転角度に基づき前記制御周期ごとにステータ巻線に流す電流または前記ステータ巻線に印加する電圧を制御する制御手段と、を具備することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 11】 前記回転時間間隔測定手段は、前記ロータが機械角で 1 回転する時間を前記回転時間間隔として測定するよう構成されたことを特徴とする請求項 9 又

は請求項 1 0 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 2】 前記回転時間間隔測定手段は、前記ロータが電気角で 1 回転する時間を前記回転時間間隔として測定するよう構成されたことを特徴とする請求項 9 又は請求項 1 0 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 3】 駆動方式を切り替えるしきい値である駆動方式切替回転数を設定する駆動方式切替回転数設定手段をさらに具備し、

前記制御手段は、前記駆動方式切替回転数より前記ロータの回転数が低いときは前記回転位置信号に基づき前記電流または前記電圧を制御し、前記駆動方式切替回転数より前記ロータの回転数が高いときは前記推定回転角度に基づき前記電流または前記電圧を制御するよう構成されたことを特徴とする請求項 7 又は請求項 1 0 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 4】 ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記回転位置信号の時間間隔を測定する時間間隔測定手段と、

回転角度の推定値である推定回転角度と実際の回転角度のずれを演算するずれ演算手段と、

前記時間間隔にローパスフィルタを作用させたものと前記ずれとに基づき前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、

前記推定回転角度に基づきステータ巻線に流す電流または前記ステータ巻線に印加する電圧を制御する制御手段と、を具備することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 1 5】 前記回転位置信号のばらつきを示す補正係数を記憶する補正係数記憶手段をさらに具備し、前記推定回転角度作成手段は、前記補正係数にも基づき前記推定回転角度を作成するよう構成されたことを特徴とする請求項 1 4 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 6】 前記回転位置信号に基づき前記ロータが 1 回転する時間である回転時間間隔を測定する回転時間間隔測定手段と、

回転角度の推定方式を切り替えるしきい値である推定方式切替回転数を設定する推定方式切替回転数設定手段とをさらに具備し、

前記推定回転角度作成手段は、前記推定方式切替回転数より前記ロータの回転数が低いときは前記時間間隔にローパスフィルタを作用させたものと前記ずれとに基づき前記推定回転角度を作成し、前記推定方式切替回転数より前記ロータの回転数が高いときは前記回転時間間隔にローパスフィルタを作用させたものと前記ずれとに基づき前記推定回転角度を作成するよう構成されたことを特徴とする請求項 1 4 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 7】 ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記ロータが 1 回転する時間である回転時間間隔を測定する回転時間間隔測定手段と、  
回転角度の推定値である推定回転角度と実際の回転角度のずれを演算するずれ演算手段と、

前記回転時間間隔にローパスフィルタを作用させたものと前記ずれとに基づき前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、

前記推定回転角度に基づきステータ巻線に流す電流または前記ステータ巻線に印加する電圧を制御する制御手段と、

を具備することを特徴とするモータ制御装置。

10 【請求項 1 8】 前記推定回転角度作成手段は、前記ずれを徐々に小さくするように前記推定回転角度を作成するよう構成されたことを特徴とする請求項 1 4 又は請求項 1 7 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 9】 前記回転時間間隔測定手段は、前記ロータが機械角で 1 回転する時間を前記回転時間間隔として測定するよう構成されたことを特徴とする請求項 1 6 又は請求項 1 7 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

20 【請求項 2 0】 前記回転時間間隔測定手段は、前記ロータが電気角で 1 回転する時間を前記回転時間間隔として測定するよう構成されたことを特徴とする請求項 1 6 又は請求項 1 7 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【請求項 2 1】 駆動方式を切り替えるしきい値である駆動方式切替回転数を設定する駆動方式切替回転数設定手段をさらに具備し、

前記制御手段は、前記駆動方式切替回転数より前記ロータの回転数が低いときは前記回転位置信号に基づき前記電流または前記電圧を制御し、前記駆動方式切替回転数より前記ロータの回転数が高いときは前記推定回転角度に基づき前記電流または前記電圧を制御するよう構成されたことを特徴とする請求項 1 4 又は請求項 1 7 のいずれか一項に記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】本発明は、低分解能の回転位置信号からモータにおけるロータの回転角度を推定し、実質的な正弦波形状等の波形で変化する電流や電圧をステータ巻線に供給するモータ制御装置に関するものである。

【0 0 0 2】

40 【従来の技術】整流子、ブラシ等の整流機構が設けられていないブラシレスモータを駆動制御するためには、回転しているロータの位置を常に正確に検出する必要がある。従来のモータ制御装置としては、低分解能の回転位置信号から 1 2 0 度通電型矩形波駆動方式と呼ばれるものがある。このモータ制御装置は、ステータ巻線への電力供給が矩形波状の電圧によりなされている。そのため、ステータ巻線に流れる電流が大きく歪み、それ故発生トルクの変動が大きく、ブラシレスモータが振動し騒音の原因となっていた。

50 【0 0 0 3】上記問題を解決するものとして、ブラシレ

モータにおけるロータの回転角度を推定し、略正弦波形状の波形で変化する電圧を当該ブラシレスモータのステータ巻線に供給して当該ブラシレスモータを駆動制御するモータ制御装置があった。このような従来のモータ制御装置としては、日本の特開平1-126191号公報と日本の特開平4-304191号公報とに開示されたものが知られている。

【0004】以下、特開平4-304191号公報に開示されたブラシレスモータ駆動装置について説明する。まず、そのブラシレスモータ駆動装置の構成について説明する。図32は従来のブラシレスモータ駆動装置の構成を示すブロック図である。図32において、ブラシレスモータ9には、ステータ巻線1U、1V、1Wが巻回されたステータ（図示せず）と、このステータ（図示せず）に近接して配置され、回転自在に支持されたロータ5とが設けられている。また、ブラシレスモータ9には、ロータ5の回転位置を検知するための回転位置検出手段が設けられている。この回転位置検出手段は、ロータ5と回転中心が同一でロータ5と同一の磁極数に外周面が着磁された回転位置検出円盤4と、この回転位置検出円盤4の外周面に近接してそれぞれ機械角で60°

（磁極数が4であるため、電気角で120°）づつ離れて配置された3つの回転位置信号発生器3U、3V、3Wが設けられている。回転位置信号発生器3U、3V、3Wは、ホールICで構成され、回転位置信号CSU、CSV、CSWをそれぞれ出力する。

【0005】図32に示すモータ制御装置は、回転位置信号発生器3U、3V、3Wからの回転位置信号CSU、CSV、CSWが入力され回転位置信号割り込み信号IntCssを出力するエッジ検出手段1030と、回転位置信号割り込み信号IntCssが入力され第1のタイマ割り込み信号IntTm1を出力する通倍手段1040と、回転位置信号割り込み信号IntCssと第1のタイマ割り込み信号IntTm1とが入力され推定回転角度下位アドレス信号θlowを出力するカウンタ1071とを有している。

【0006】また、従来のモータ制御装置は、メモリ1020と駆動手段1010とを具備している。メモリ1020は、回転位置信号発生器3U、3V、3Wからの回転位置信号CSU、CSV、CSWとカウンタ1071からの推定回転角度下位アドレスθlowとが入力され、ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*を駆動手段1010へ出力する。駆動手段1010は、ステータ巻線1U、1V、1Wが接続されている。なお、ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*における記号\*は指令を示す。

【0007】次に、上記のように構成された従来のモータ制御装置の動作について説明する。エッジ検出手段1030は、方形波状の回転位置信号CSU、CSV、CSWのそれぞれの立ち上がり立ち下りのタイミング

で回転位置信号割り込み信号IntCssを発生する。通倍手段1040は、後述の方法で回転位置割り込み信号IntCssを通倍し、第1のタイマ割り込み信号IntTm1をカウンタ1071へ出力する。

【0008】カウンタ1071は、第1のタイマ割り込み信号IntTm1が入力されるたびにカウント値をアップし、そのカウント値を推定回転角度下位アドレス信号θlowとして出力する。また、カウンタ1071は、回転位置割り込み信号IntCssが入力されたときカウント値を0にリセットする。メモリ1020は、回転位置信号CSU、CSV、CSWと推定回転角度下位アドレス信号θlowとに基づき、ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*を作成する。駆動手段1010は、ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*に基づきステータ巻線1U、1V、1Wに電力を供給する。

【0009】次に、従来のモータ制御装置の通倍手段1040の構成と動作について説明する。図33は、通倍手段1040の構成を示すブロック図である。図33において、通倍手段1040は、クロック発生器1041、分周器1042、第1のタイマ1046、第2のタイマ1043、ラッチ1044、及び比較器1045を具備している。クロック発生器1041は、周波数fck1を持つ第1のクロック信号ck1を発生し、この第1のクロック信号ck1を分周器1042及び第1のタイマ1046へ出力する。分周器1042は、第1のクロック信号ck1と回転位置信号割り込み信号IntCssとが入力され第2のクロック信号ck2を出力する。

【0010】第2のタイマ1043は、第2のクロック信号ck2と回転位置信号割り込み信号IntCssとが入力され、第2のタイマ値信号Tm2を出力する。ラッチ1044は、第2のタイマ値信号Tm2と回転位置信号割り込み信号IntCssが入力され、時間間隔CssCntを出力する。第1のタイマ1046は、第1のクロック信号ck1と回転位置信号割り込み信号IntCssと第1のタイマ割り込み信号IntTm1とが入力され、第1のタイマ値信号Tm1を比較器1045へ出力する。比較器1045は、時間間隔CssCntと第1のタイマ値信号Tm1とが入力され、第1のタイマ割り込み信号IntTm1を出力する。

【0011】上記のように構成された従来のモータ制御装置の通倍手段1040の動作について説明する。クロック発生器1041からの周波数fck1を持つ第1のクロック信号ck1が入力された分周器1042は、第1のクロック信号ck1を分周し、第1のクロック信号ck1の周波数より低い周波数fck2である第2のクロック信号ck2を作成する。ここで、fck1/fck2を分周数と名付ける。分周器1042は、タイマにより構成され、第1のクロック信号ck1が入力されるとタイマ値をカウントアップし、タイマ値が分周数（f

c k 1 / f c k 2) に達すると第 2 のクロック信号 c k 2 を出力し、タイマ値を 0 にリセットする。また、回転位置割り込み信号 I n t C s s が分周器 1042 に入力されると、タイマ値は 0 にリセットされる。

【0012】第 2 のタイマ 1043 は、第 2 のクロック信号 c k 2 が入力されるごとに第 2 のタイマ値信号 T m 2 をカウントアップし、回転位置信号割り込み信号 I n t C s s が入力されるごとに第 2 のタイマ値信号 T m 2 を 0 にリセットする。ラッチ 1044 は、回転位置信号割り込み信号 I n t C s s が入力されたときの第 2 のタイマ値信号 T m 2 を時間間隔 C s s C n t として保存する。

【0013】第 1 のタイマ 1046 は、第 1 のクロック信号 c k 1 が入力されるごとに第 1 のタイマ値信号 T m 1 をカウントアップし、回転位置信号割り込み信号 I n t C s s、または、第 1 のタイマ割り込み信号 I n t T m 1 が入力されるごとに第 1 のタイマ値信号 T m 1 を 0 にリセットする。比較器 1045 は、時間間隔 C s s C n t と第 1 のタイマ値信号 T m 1 とを比較し、等しいとき第 1 のタイマ割り込み信号 I n t T m 1 を出力する。第 1 のタイマ 1046 と比較器 1045 の動作により、第 1 のタイマ値信号 T m 1 が時間間隔 C s s C n t になるときに第 1 のタイマ割り込み信号 I n t T m 1 が出力され、第 1 のタイマ値信号 T m 1 が 0 にリセットされる。

【0014】このように、通倍手段 1040 は、[ f c k 1 / f c k 2 ] 倍だけ回転位置信号割り込み信号 I n t C s s を通倍化した第 1 のタイマ割り込み信号 I n t T m 1 を作成する。

【0015】上記のような構成により、従来のモータ制御装置は、分解能が 60° である回転位置信号 C S U、C S V、C S W の各エッジである回転位置信号割り込み信号 I n t C s s を通倍化して、分解能を上げた第 1 のタイマ割り込み信号 I n t T m 1 を作成した。そして、このモータ制御装置は、略正弦波状のステータ電圧指令 v u \*, v v \*, v w \* を作成し、ステータ巻線 1 U、1 V、1 W に正弦波状電圧を印加し、ステータ巻線 1 U、1 V、1 W に略正弦波状のステータ電流 i u、i v、i w を流す。このように構成することにより、出力トルクの変動が小さく、モータの振動や騒音の小さいモータ制御装置を実現していた。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】上記のように構成された従来のモータ制御装置において、回転位置信号発生器 3 U、3 V、3 W においてホール素子のオフセット電圧のばらつきや取り付け誤差、回転位置検出円盤 4 の着磁のばらつきなどにより、回転位置信号 C S U、C S V、C S W にばらつきが生じることがあった。このようなばらつきがあると、従来のモータ制御装置において、時間間隔 C s s C n t がばらつき、推定回転角度  $\theta$  がふらつ

き、トルクリップルが発生するという問題があった。

【0017】本発明は、上記のような問題を解決するものであり、回転位置信号 C S U、C S V、C S W がばらついている場合においても、推定回転角度  $\theta$  のふらつきをなくし、トルクリップルなくブラシレスモータを高精度に駆動制御することができるモータ制御装置を提供することを目的とする。

【0018】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、本発明に係るモータ制御装置は、ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記回転位置信号の時間間隔を測定する時間間隔測定手段と、前記回転位置信号のばらつきを示す補正係数を記憶する補正係数記憶手段と、前記時間間隔と前記補正係数とに基づき回転角度を補間し回転角度の推定値である推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、前記推定回転角度に基づきステータ巻線に流す電流指令または前記ステータ巻線に印加する電圧指令を作成する指令作成手段と、前記電流指令または前記電圧指令に基づき前記ステータ巻線に電力を印加する駆動手段とを具備している。この構成により、本発明によれば、回転位置信号のばらつきを補正することができるとともに、出力トルクの変動が小さく、モータの振動や騒音の小さいモータ制御装置を実現することができる。

【0019】また、他の観点の発明によるモータ制御装置は、ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記回転位置信号の時間間隔を測定する時間間隔測定手段と、前記回転位置信号に基づきロータが 1 回転する時間である回転時間間隔を測定する回転時間間隔測定手段と、回転角度の推定方式を切り替えるしきい値である推定方式切替回転数を設定する推定方式切替回転数設定手段と、前記推定方式切替回転数より前記ロータの回転数が低いときは前記時間間隔に基づき回転角度を補間し回転角度の推定値である推定回転角度を作成し、前記推定方式切替回転数より前記ロータの回転数が高いときは前記回転時間間隔に基づき回転角度を補間し前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、前記推定回転角度に基づきステータ巻線に流す電流指令または前記ステータ巻線に印加する電圧指令を作成する指令作成手段と、前記電流指令または前記電圧指令に基づき前記ステータ巻線に電力を供給する駆動手段とを具備している。この構成により、本発明によれば、回転数が高いときの演算回数を減らすことができ、高回転でも確実な駆動をするモータ制御装置を実現することができる。

【0020】また、他の観点の発明によるモータ制御装置は、ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記回転位置信号の時間間隔を測定する時間間隔測定手段と、前記時間間隔に基づき回転角度の推定値である推定回転角度をどれだけ進めればよいかを示す進み量を作成する進み量作成手段と、前記進み量に基づき制御周期ご

とに前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、前記推定回転角度に基づき前記制御周期ごとにステータ巻線に流す電流または前記ステータ巻線に印加する電圧を制御する制御手段とを具備している。この構成により、本発明によれば、推定回転角度の分解能を高めることができ、トルクリップルの小さいモータ制御装置を実現することができる。

【0021】また、他の観点の発明によるモータ制御装置は、ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記ロータが1回転する時間である回転時間間隔を測定する回転時間間隔測定手段と、回転角度の推定値である推定回転角度の進み量を前記回転時間間隔に基づき作成する進み量作成手段と、前記進み量に基づき制御周期ごとに前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、前記推定回転角度に基づき前記制御周期ごとにステータ巻線に流す電流または前記ステータ巻線に印加する電圧を制御する制御手段とを具備している。この構成により、本発明によれば、推定回転角度の分解能を高めることができ、トルクリップルの小さいモータ制御装置を実現することができる。

【0022】また、他の観点の発明によるモータ制御装置は、ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記回転位置信号の時間間隔を測定する時間間隔測定手段と、回転角度の推定値である推定回転角度と実際の回転角度のずれを演算するずれ演算手段と、前記時間間隔にローパスフィルタを作用させたものと前記ずれとに基づき前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、前記推定回転角度に基づきステータ巻線に流す電流または前記ステータ巻線に印加する電圧を制御する制御手段とを具備している。この構成により、本発明によれば、推定回転角度を連続的に変化させることができ、トルクリップルの小さいモータ制御装置を実現することができる。

【0023】また、他の観点の発明によるモータ制御装置は、ロータの回転位置を示す回転位置信号に基づき前記ロータが1回転する時間である回転時間間隔を測定する回転時間間隔測定手段と、回転角度の推定値である推定回転角度と実際の回転角度のずれを演算するずれ演算手段と、前記回転時間間隔にローパスフィルタを作用させたものと前記ずれに基づき前記推定回転角度を作成する推定回転角度作成手段と、前記推定回転角度に基づきステータ巻線に流す電流または前記ステータ巻線に印加する電圧を制御する制御手段とを具備している。この構成により、本発明によれば、推定回転角度を連続的に変化させることができ、トルクリップルの小さいモータ制御装置を実現することができる。

【0024】

【発明の実施の形態】以下、本発明のモータ制御装置の一実施の形態である具体的な実施例について添付の図面を参照して説明する。

【0025】《実施例1》以下、本発明の実施例1であるモータ制御装置について説明する。実施例1のモータ制御装置は、分解能が電気角で $60^\circ$ の回転位置信号を連倍して分解能を上げ、回転角度を推定し、ステータ巻線に略正弦波状の電流を流すモータ制御装置である。なお、実施例1におけるモータ制御装置は、3相4極のブラシレスモータを制御するよう構成されている。

【0026】〔実施例1の全体の構成〕まず、本発明の実施例1のモータ制御装置の全体の構成について説明する。図1は実施例1におけるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図1において、ブラシレスモータ9には、ステータ巻線1U、1V、1Wが巻回されたステータ（図示せず）と、このステータ（図示せず）に磁氣的結合関係を保ち、近接して配置され、回転自在に支持されたロータ5とが設けられている。また、ブラシレスモータ9には、ロータ5の回転位置を検知するための回転位置検出手段が設けられている。この回転位置検出手段は、ロータ5と回転中心が同一でロータ5と同一の磁極数に外周面が着磁された回転位置検出円盤4と、この回転位置検出円盤4の外周面に近接してそれぞれ機械角で $60^\circ$ （磁極数が4であるため、電気角で $120^\circ$ ）づつ離れて配置された3つの回転位置信号発生器3U、3V、3Wを具備している。回転位置信号発生器3U、3V、3Wは、ホールICで構成され、回転位置信号CSU、CSV、CSWをそれぞれ出力する。

【0027】実施例1のモータ制御装置は、トルク指令 $T^*$ を出力するトルク指令設定手段27、駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ を出力する駆動方式切替回転数設定手段28、及び推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ を出力する推定方式切替回転数設定手段29の3つの設定手段を具備している。また、実施例1のモータ制御装置は、トルク／電流変換手段25、電流指令作成手段20、駆動手段10、推定回転角度制御手段8、及びステータ巻線1U、1V、1Wに流れる電流を検知してステータ電流値信号 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を駆動手段10へ出力する電流センサ2U、2V、2Wを有している。

【0028】推定回転角度制御手段8は、回転位置信号CSU、CSV、CSWと駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ と推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ が入力され、駆動方式切替信号 $F_{Drv}$ と推定回転角度 $\theta$ とを出力する。トルク／電流変換手段25は、トルク指令 $T^*$ が入力されq軸電流指令 $I_q^*$ を出力する。ここで、q軸の方向とは、ロータの永久磁石が発生する磁束の向きと直交する向きの磁束を発生させる電流の方向をいう。電流指令作成手段20は、回転位置信号CSU、CSV、CSWとq軸電流指令 $I_q^*$ と駆動方式切替信号 $F_{Drv}$ と推定回転角度 $\theta$ とが入力され、ステータ電流指令 $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ を駆動手段10へ出力する。駆動手段10は、ステータ電流値信号 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ とステータ電流指令 $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ とが入力され、ステータ

巻線1U、1V、1Wに適切な電力を供給する。

【0029】図2は実施例1のモータ制御装置における駆動手段10の回路構成図である。図2に示すように、駆動手段10は、駆動素子制御手段11、電源12、この電源12に並列に接続された電解コンデンサである平滑コンデンサ13、上側IGBT（IGBTは絶縁ゲートバイポーラトランジスタ（Insulated Gate Bipolar Transistor）の略称）14U、14V、14W、上側ダイオード15U、15V、15W、下側IGBT16U、16V、16W、及び下側ダイオード17U、17V、17Wを具備している。

【0030】駆動素子制御手段11は、ステータ電流値信号 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ とステータ電流指令 $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ とが入力され、後述の方法で上側IGBT14U、14V、14W、及び下側IGBT16U、16V、16Wの通電・非通電を制御する。

【0031】上側IGBT14U、14V、14Wの各コレクタは電源12の正端子にそれぞれ接続されており、下側IGBT16U、16V、16Wの各コレクタは上側IGBT14U、14V、14Wのエミッタとステータ巻線1U、1V、1Wとにそれぞれ接続されている。また、下側IGBT16U、16V、16Wのエミッタは電源12の負端子に接続されている。上側ダイオード15U、15V、15Wは、それぞれ上側IGBT14U、14V、14Wに逆並列接続されている。また、下側ダイオード17U、17V、17Wは、それぞれ下側IGBT16U、16V、16Wに逆並列接続されている。

【0032】図3は実施例1のモータ制御装置における推定回転角度制御手段8の構成を示すブロック図である。図3において、推定回転角度制御手段8の時間間隔測定手段30は、第2のタイマ31を有し、回転位置信号CSU、CSV、CSWが入力され、回転位置信号割り込み信号 $IntC_{ss}$ と時間間隔 $C_{ssCnt}$ とをタイマ比較値作成手段40へ出力する。

【0033】時間間隔記憶手段61は、タイマ比較値作成手段40から与えられる時間間隔記憶値 $StrC_{ss}$ を記憶する。第3のタイマ50は、ある設定された時間ごとに第3のタイマ割り込み信号 $IntT_{m3}$ を補正係数作成手段51へ出力する。補正係数作成手段51は、第3のタイマ50の第3のタイマ割り込み信号 $IntT_{m3}$ で起動され、時間間隔記憶値 $StrC_{ss}$ が入力され、補正係数記憶値 $StrC_{or}$ と絶対角度記憶値 $Str\theta C_{ss}$ とを出力する。補正係数記憶手段62は、補正係数記憶値 $StrC_{or}$ を記憶し、絶対角度記憶手段63は、絶対角度記憶値 $Str\theta C_{ss}$ を記憶する。

【0034】タイマ比較値作成手段40は、回転位置信号割り込み信号 $IntC_{ss}$ により起動され、駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ と推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ と時間間隔 $C_{ssCnt}$ と補正係数記憶値 $StrC_{or}$ と絶

対角度記憶値 $Str\theta C_{ss}$ とが入力される。そして、タイマ比較値作成手段40は、駆動方式切替信号 $F_{Drv}$ と時間間隔記憶値 $StrC_{ss}$ と第1のスタート割り込み信号 $StaT_{m1}$ と第1のストップ割り込み信号 $Stp1T_{m1}$ とタイマ比較値 $C_{mpT_{m1}}$ と回転角度更新リセット割り込み信号 $Res\theta$ と絶対回転角度 $\theta_0$ とを出力する。

【0035】第1のタイマ70は、第1のスタート割り込み信号 $StaT_{m1}$ でタイマ値のカウントアップを始め、第1のストップ割り込み信号 $Stp1T_{m1}$ または第2のストップ割り込み信号 $Stp2T_{m1}$ で動作を停止する。また、第1のタイマ70はタイマ比較値 $C_{mpT_{m1}}$ が入力され、第1のタイマ割り込み信号 $IntT_{m1}$ を出力する。回転角度更新手段71は、第1のタイマ割り込み信号 $IntT_{m1}$ または回転角度更新リセット割り込み信号 $Res\theta$ により起動され、絶対回転角度 $\theta_0$ が入力され、第2のストップ割り込み信号 $Stp2T_{m1}$ と推定回転角度 $\theta$ とを出力する。実施例1において、タイマ比較値作成手段40と第1のタイマ70と回転角度更新手段71とにより推定回転角度作成手段が構成されている。

【0036】[実施例1の動作の概要] 次に、実施例1のモータ制御装置における動作の概要について説明する。図4はモータ制御装置の通倍方式と推定回転角度のずれ補正方式を概念的に説明する波形図である。図4の（a）は、回転位置信号CSU、CSV、CSWの各エッジを示す回転位置信号割り込み信号 $IntC_{ss}$ である。図4の（b）は、第2のタイマ31のタイマ値 $T_{m2}$ を示しており、図4の（c）は、第1のタイマ70のタイマ値 $T_{m1}$ を示している。図4の（d）は、回転位置信号CSU、CSV、CSWに基づく120度通電型矩形波駆動時のステータ電流指令 $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ の1つの波形を示し、図4の（e）は、推定回転角度 $\theta$ に基づく正弦波駆動時のステータ電流指令 $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ の1つの波形を示す。

【0037】はじめに、モータ制御装置の通倍方法について説明する。図4の（a）に示す回転位置信号割り込み信号 $IntC_{ss}$ は、回転位置信号CSU、CSV、CSW（図7の（d）、（e）、（f）に示す）の各立ち上がりエッジと立ち下がりエッジを合わせたものであり、電気角で60°の分解能を持つ。そのため、従来のモータ制御装置において、ブラシレスモータの駆動制御は図4の（d）に示すような120度通電型矩形波駆動のステータ電流指令 $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ により行ってきた。

【0038】周波数 $f_{ck2}$ の第2のタイマ31によりタイマ値 $T_{m2}$ をカウントアップし、回転位置信号割り込み信号 $IntC_{ss}$ 間のカウント数（ $N_0$ 、 $N_1$ 、 $\dots$ 以後、時間間隔と呼ぶ）が測定される。図4の（c）のように、第2のタイマ31より整数倍高い周波



数  $fck1$  を持つ第1のタイマ70によりタイマ値  $Tm1$  をカウントアップする。ここで、時間間隔  $N0$ 、 $N1$ 、 $\dots$  を比較のための基準値（以後、タイマ比較値と呼ぶ）とし、タイマ値  $Tm1$  がタイマ比較値  $N0$ 、 $N1$ 、 $\dots$  になるごとにタイマ値  $Tm1$  をリセットし、再びカウントアップする。このようにして、 $(fck1/fck2)$  だけ通倍化された信号を得る。

【0039】図4において、 $(fck1/fck2) = 6$  であり、通倍化された回転角度の分解能は  $10^\circ$  である。そして、この通倍化された回転角度に基づき図4の (e) に示すような正弦波状のステータ電流指令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$  を作成する。上記のように、モータ制御装置の通倍方法においては、回転位置信号を通倍化して分解能を上げ、回転角度を補間して推定することにより、正弦波状のステータ電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  を実現する。

【0040】次に、モータ制御装置における推定回転角度のずれ補正方式を説明する。図4の (a) における  $i = 3$  の時点で回転速度がステップ状に遅くなったときを考えると、 $i = 3$  までの時間間隔は  $N0 = N1 = N2 = N3$  であり、 $i = 4$  以降の時間間隔は  $N4 = N5 = N6 = \dots$  となり、 $N3 < N4$  である。このため、 $i = 4$  の時点では推定回転角度が実際の回転角度（絶対角度）に比べて  $\alpha$  だけ進んでおり、そのまま時間間隔  $N4$  をタイマ値  $Tm1$  のタイマ比較値とするとずれは消えない。そのため、 $i = 4$  の時点とき、タイマ比較値に  $kcss \times \alpha$  を加え、 $N4 + kcss \times \alpha$  とし、 $i = 5$  の時点ときにずれをなくす。

【0041】このように、ずれを測定し、推定回転角度が進んでいるときはタイマ比較値を大きくするように補正し、推定回転角度が遅れているときはタイマ比較値を小さくするように補正することにより、ずれ補正を行う。この補正処理において、 $kcss$  はずれ補正のゲインである。ここで、図4に示すように、ずれ補正ゲイン  $kcss$  を回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  の1回でずれがなくなるように設定しても、ずれ補正ゲイン  $kcss$  を小さくし、回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  の複数回を受けることによりずれをなくすように設定してもよい。

【0042】次に、推定回転角度と実際の回転角度のずれの大きさの評価方法について説明する。図5は、ずれの大きさの評価方法を説明する概念図である。図5において、三角波は、タイマ値  $Tm1$  の動きを示し、タイマ値  $Tm1$  はカウントアップされていき、タイマ比較値  $N$ （時間間隔  $N0$ 、 $N1$ 、 $\dots$  から作成される）に到達するとタイマ値は0にリセットされ、再びカウントアップされる。タイマ値  $Tm1$  がリセットされるごとに推定回転角度  $\theta$  は  $\theta_{step}$ （図4の (C) では  $10^\circ$ ）づつ進む。図4に示すように、回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が発生するときの実際の回転角度は  $\theta_0$  で

あるとし（ $i = 0$  のとき  $\theta_0 = 0^\circ$ 、 $i = 1$  のとき  $\theta_0 = 60^\circ$ 、 $\dots$ ）。以後、 $\theta_0$  を絶対回転角度と呼ぶ）、説明を簡単にするため、推定回転角度  $\theta$  が絶対回転角度  $\theta_0$  を含み、図5のように推定されているときを考える。

【0043】図5において、回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が時点  $P$  で発生したとき、角度推定にずれはなく、推定回転角度  $\theta$  が絶対回転角度  $\theta_0$  に一致し、タイマ値  $Tm1$  が0である。図5の矢印  $a$ 、 $b$ 、 $c$  に示す時点において、すなわち時点  $P$  よりも遅く回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が発生するときは、角度推定が実際の回転角度より進んでいる。また、図5の矢印  $A$ 、 $B$ 、 $C$  に示す時点において、すなわち時点  $P$  より早く回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が発生するときは、角度推定が実際の回転角度より遅れている。この角度推定と実際の回転角度のずれは、時点  $P$  と実際の回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が発生したときの時間的差であり、第1のタイマ70のカウント数を用いて評価する。

【0044】回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が矢印  $a$  で示す時点（以後、時点  $a$  と称す）において発生したとき、時間的ずれは第1のタイマ70が示すタイマ値  $Tm1$  である。すなわち、時点  $a$  において  $\alpha = Tm1$ 。ここで、 $\alpha$  は第1のタイマ70により計測された時間的ずれであり、角度推定が進んでいるとき正とし、角度推定が遅れているとき負とする。また、回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が矢印  $b$  で示す時点（以後、時点  $b$  と称す）において発生したとき、時点  $P$  のときから第1のタイマ70が1回リセットされているため、時間的ずれは第1のタイマ70が示すタイマ値  $Tm1$  に1つのタイマ比較値  $N$  を加えたものである。すなわち、時点  $b$  において、 $\alpha = N \times 1 + Tm1$ 。

【0045】また、回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が矢印  $c$  で示す時点（以後、時点  $c$  と称す）において発生したとき、時点  $P$  のときから第1のタイマ70が2回リセットされているため、時間的ずれは第1のタイマ70が示すタイマ値  $Tm1$  にタイマ比較値  $N$  の2倍を加えたものである。すなわち、時点  $c$  において  $\alpha = N \times 2 + Tm1$ 。

【0046】一方、回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が矢印  $A$  で示す時点（以後、時点  $A$  と称す）において発生したとき、時点  $P$  からの遅れはタイマ比較値  $N$  から第1のタイマ70のタイマ値  $Tm1$  を引いたもので表される。すなわち時点  $A$  において、 $\alpha = -(N - Tm1) = N \times (-1) + Tm1$ 。ここで、遅れは負で表される。また、回転位置信号割り込み信号  $IntCss$  が矢印  $B$  で示す時点（以後、時点  $B$  と称す）において発生したとき、その発生時点から時点  $P$  のときまでに第1のタイマ70が1回リセットされるため、遅れはタイマ比較値  $N$  から第1のタイマ70のタイマ値  $Tm1$  を引いた

ものに1つのタイマ比較値Nを加えたものである。すなわち時点Bにおいて $\alpha = -(N - T_{m1} + N) = N \times (-2) + T_{m1}$ 。また、回転位置信号割り込み信号IntCssがCにおいて発生したとき、その発生時点から時点Pのときまでに第1のタイマT0が2回リセットされるため、遅れはタイマ比較値Nから第1のタイマT0のタイマ値Tm1を引いたものにタイマ比較値Nの2倍を加えたものである。すなわち、時点Cにおいて、

【0047】 $\alpha = -(N - T_{m1} + N \times 2) = N \times (-3) + T_{m1}$ 。

【0048】上記のように、ずれ $\alpha$ は $\alpha = N \times j + T_{m1}$  ( $j$ は整数)のように表現できる。ところで、推定回転角度 $\theta$ は、時点aのとき絶対回転角度 $\theta_0$ と等しく、\*

$$\alpha = (\text{時間間隔}) / \theta_{step} \times (\theta - \theta_0) + T_{m1} \cdots (1)$$

【0050】なお、上記の説明では、絶対回転角度 $\theta_0$ が推定回転角度 $\theta$ に含まれていたが、絶対回転角度 $\theta_0$ が推定回転角度 $\theta$ に含まれないとき(例えば、以下に説明するように、絶対回転角度 $\theta_0$ が $0^\circ$ 、 $64^\circ$ 、 $130^\circ$ 、 $\cdots$ のとき)も一般に成り立つ。

【0051】次に、実施例1における回転位置信号のばらつき補正方式について図6を参照して説明する。図6は回転位置信号のばらつき補正方式を説明する表である。回転位置信号CSU、CSV、CSWの各エッジである回転位置信号割り込み信号IntCssは、理想的には電気角で $60^\circ$ おきに発生する。しかし、回転位置信号CSU、CSV、CSWを発生する回転位置信号発生器3U、3V、3W(図1)を構成するホールIC中のホール素子のオフセット電圧のばらつきや取り付け位置のばらつき、あるいは回転位置検出円盤4の着磁のばらつきなどにより、回転位置信号CSU、CSV、CSWにずれが生じることがある。

【0052】以下、上記のような状態において発生したずれにより、定常回転時に、例えば、第2のタイマT1で測定した時間間隔が図6に示す定常時時間間隔のようになったときを考える。このときの時間間隔の平均である定常時平均時間間隔は30であり、補正係数(StrCor[i])を定常時平均時間間隔と定常時時間間隔の比として記憶する。このような状態において、 $1/4$ 倍で等速で回転させると、時間間隔(CssCnt)は(112、128、132、108、124、116)のように変化するが、補正係数(StrCor[i])により補正することにより、補正後時間間隔は一定値である120となる。

【0053】つまり、定常回転時に測定した時間間隔に基づき補正係数(StrCor[i])を求め、通常の動作中において、時間間隔を補正係数により補正することにより、回転位置信号割り込み信号IntCssが正確に $60^\circ$ おきに発生しなくても $60^\circ$ おきに発生するときと同様の時間間隔を求めることができ、精度よく選倍化することができる。

\*時点bのとき絶対回転角度 $\theta_0$ よりも $\theta_{step}$ だけ大きく、時点cのとき絶対回転角度 $\theta_0$ よりも $2 \times \theta_{step}$ だけ大きい。また、時点Aのとき絶対回転角度 $\theta_0$ よりも $\theta_{step}$ だけ小さく、時点Bのとき絶対回転角度 $\theta_0$ よりも $2 \times \theta_{step}$ だけ小さく、時点Cのとき絶対回転角度 $\theta_0$ よりも $3 \times \theta_{step}$ だけ小さい。このような関係において、推定回転角度 $\theta$ と絶対回転角度 $\theta_0$ との差を $\theta_{step}$ で割ると、ずれ $\alpha$ を示す式、 $\alpha = N \times j + T_{m1}$ における $j$ を示す整数となる。従って、ずれ $\alpha$ は下記式(1)のように表される。式(1)において、タイマ比較値Nは時間間隔とほぼ等しいので、タイマ比較値Nを時間間隔に置き換えている。

【0049】

$$\alpha = (\text{時間間隔}) / \theta_{step} \times (\theta - \theta_0) + T_{m1} \cdots (1)$$

【0054】また、回転位置信号割り込み信号IntCssが発生するときの回転角度も $60^\circ$ おきでなく、補正して用いる(補正後回転角度:絶対角度Str $\theta$ Css[i])。つまり、定常回転時に測定した時間間隔に基づき補正し、 $i=0$ の回転位置信号割り込み信号IntCssが発生したとき( $i=0$ )を基準( $0^\circ$ )として、補正後の回転角度は、 $i=1$ のとき $64^\circ$ 、 $i=2$ のとき $130^\circ$ 、 $i=3$ のとき $184^\circ$ 、 $i=4$ のとき $246^\circ$ 、 $i=5$ のとき $304^\circ$ とする。

【0055】図6の説明においては、電気角1回転で変化する回転位置信号CSU、CSV、CSWのばらつきがあることのみを考慮して説明した。しかし、回転位置円盤4(図1)の着磁のばらつきにより、機械角1回転で変化する回転位置信号CSU、CSV、CSWのばらつきが発生するため、機械角1回転分の補正係数StrCorと絶対角度Str $\theta$ Cssとを求めて、補正処理を行うことによりさらに精度を向上させることができる。なお、実施例1のモータ制御装置では、機械角1回転分の補正を行う。

【0056】[実施例1の動作の詳細]次に、実施例1のモータ制御装置における全体の動作について図7を参照して説明する。図7は、実施例1におけるステータ巻線1U、1V、1Wに誘起される誘起電圧VbemfU、VbemfV、VbemfWと、回転位置信号CSU、CSV、CSWと、回転位置信号割り込み信号IntCssと、矩形波駆動時のステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*と、正弦波駆動時のステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*との関係を示す波形図である。

【0057】ロータ5が回転するとそのロータ5に接続された回転位置検出円盤4が回転し、回転位置信号発生器3U、3V、3Wに鎖交する磁束が変化する。ホールICである回転位置信号発生器3U、3V、3Wは、その磁束量を増幅して、波形整形された図7に示すような回転位置信号CSU、CSV、CSWをそれぞれ出力する。図7において、角度は電気角を表し、回転位置信号CSUの立ち上がり位置を便宜上 $0^\circ$ とする。以後、特

に明示しないとき、角度は電気角を表す。実施例1のブラシレスモータは4極であるため、機械角 $180^\circ$ が電気角 $360^\circ$ にあたる（電気角＝機械角 $\times$ （磁極数/2））。実施例1において、回転位置信号発生器3U、3V、3Wは互いに電気角で $120^\circ$ づつずれて配置されているため、回転位置信号CSU、CSV、CSWは互いに電気角で $120^\circ$ づつずれる。また、回転位置信号発生器3U、3V、3Wは、回転位置信号CSU、CSV、CSWのゼロクロス位置がステータ巻線1U、1V、1Wのそれぞれ誘起される誘起電圧VbemfU、VbemfV、VbemfWに比べて、 $30^\circ$ 遅れるように配置されている。

【0058】駆動方式切替回転数設定手段28は駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ を設定し、その駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ を推定回転角度制御手段8へ出力する。推定方法切替回転数設定手段29は推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ を設定し、その推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ を推定回転角度制御手段8へ出力する。推定回転角度制御手段8は、後述の方法により、回転位置信号CSU、CSV、CSWと駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ と推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ とに基づき、駆動方式切替信号FDrvと推定回転角度 $\theta$ とを出力する。

【0059】トルク指令設定手段27は、トルク指令T\*を設定し、トルク/電流変換手段25へ出力する。トルク/電流変換手段25は、下記式（2）のように、トルク指令T\*に基づきq軸電流指令Iq\*を作成する。式（2）において、K1はある設定された定数である。

$$Iq* \leftarrow K1 \times T* \quad \dots (2)$$

【0061】電流指令作成手段20は、駆動方式切替信号FDrvがローレベル（FDrv=0）のとき、矩形波状のステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*を作成し、駆動方式切替信号FDrvがハイレベル（FDrv\*

$$iu* \leftarrow Iq* \times \sin(\theta + 30^\circ) \quad \dots (3)$$

$$iv* \leftarrow Iq* \times \sin(\theta - 90^\circ) \quad \dots (4)$$

$$iw* \leftarrow Iq* \times \sin(\theta - 210^\circ) \quad \dots (5)$$

【0065】以下、ステータ巻線1U、1V、1Wにステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*に基づき適切な電流を流す駆動手段10における動作の詳細について説明する。前述の図2に示したように、駆動手段10において、電源12から電力が供給され、平滑コンデンサ13により供給電源は平滑化される。図8は、実施例1の駆動手段10における駆動素子制御手段11の構成を示す回路図である。駆動素子制御手段11は、差動増幅器11aU、11aV、11aWと比較器11bU、11bV、11bWと三角波発生回路11cとを具備している。

【0066】差動増幅器11aU、11aV、11aW

$$eu \leftarrow Ke \times (iu* - iu) \quad \dots (6)$$

$$ev \leftarrow Ke \times (iv* - iv) \quad \dots (7)$$

\*=1)のとき、正弦波状のステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*を作成する。以下、電流指令作成手段20における動作の詳細について説明する。

【0062】駆動方式切替信号FDrv=0のとき、電流指令作成手段20は回転位置信号CSU、CSV、CSWとq軸電流指令Iq\*とに基づき、図7の(h)、(i)、(j)に示す矩形波状のステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*を作成する。矩形波状のステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*は、通電区間が $120^\circ$ であり、波高値がq軸電流指令Iq\*であり、ステータ巻線1U、1V、1Wに誘起される誘起電圧VbemfU、VbemfV、VbemfWとの関係が図7に示す関係を有している。図7に示すように、区間(1)において回転位置信号(CSU、CSV、CSW)=(1、0、1)のとき、矩形波状のステータ電流指令(iu\*、iv\*、iw\*)=(Iq\*、-Iq\*、0)とする。また、区間(2)における回転位置信号(CSU、CSV、CSW)=(1、0、0)のとき、矩形波状のステータ電流指令(iu\*、iv\*、iw\*)=(Iq\*、0、-Iq\*)とする。区間(3)以下は図7に示すとおりであり、このような通電方法は $120^\circ$ 度通電型矩形波駆動と呼ばれる。

【0063】一方、駆動方式切替信号FDrv=1のとき、電流指令作成手段20は、推定回転角度 $\theta$ とq軸電流指令Iq\*とに基づきそれぞれステータ巻線1U、1V、1Wに流すステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*を作成する。ステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*は、正弦波状であり、ステータ巻線1U、1V、1Wに誘起される誘起電圧VbemfU、VbemfV、VbemfWと同一の位相とし、波高値をq軸電流指令Iq\*とする。具体的には、下記式（3）から（5）のように作成される。

【0064】

は、ステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*からステータ電流iu、iv、iwを減算した結果と、ある定数である電流マイナージンKeの乗算結果をそれぞれPWM用電流誤差eu、ev、ewとして作成する。この作成方法を下記式（6）から（8）に示す。式（6）から（8）においては、比例動作のみを行うが、比例・積分動作や比例・積分・微分動作を行ってもよい。特に、ステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*の分解能が低く波形が階段状になるとき、積分動作を含めると、ステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*の波形を滑らかにしたのと同様の効果がある。

【0067】

$$e_w \leftarrow K_e \times (i_w * -i_w) \quad \dots \quad (8)$$

【0068】三角波発生回路11cは、三角波(数kHzから数十kHz)を発生する。比較器11bUはPWM用電流誤差 $e_u$ と三角波を比較し、PWM用電流誤差 $e_u$ が大きいたまは上側IGBT14Uを通電、下側IGBT16Uを非通電とする。一方、PWM用電流誤差 $e_u$ が小さいときは上側IGBT14Uを非通電、下側IGBT16Uを通電とする。なお、上側IGBTと下側IGBTの通電状態が遷移するとき、上側IGBTと下側IGBTをともに非通電とし駆動電源12の短絡を防ぐための短い移行時間(デットタイム)を設けている。他相についても同様に動作させる。

【0069】[推定回転角度制御手段8の動作]次に、図3に示した推定回転角度制御手段8の動作について説明する。時間間隔測定手段30は、回転位置信号割り込み信号IntC<sub>ss</sub>を作成する回転位置信号割り込み作成部と時間間隔C<sub>ss</sub>C<sub>nt</sub>を測定する時間間隔測定部である第2のタイマ31とから構成される。

【0070】時間間隔測定手段30の回転位置信号割り込み作成部は、図7の(g)に示すように、回転位置信号CSU、CSV、CSWのそれぞれの立ち上がり立ち下りのタイミングで回転位置信号割り込み信号IntC<sub>ss</sub>を発生する。この回転位置信号割り込み信号IntC<sub>ss</sub>において、ハイレベルが割り込みを表す。

【0071】図9は、実施例1のモータ制御装置における時間間隔測定手段30の時間間隔測定部の動作を示す説明図である。時間間隔測定手段30の時間間隔測定部である第2のタイマ31は、図9に示すように、周波数f<sub>ck2</sub>で第2のタイマ31のタイマ値T<sub>m2</sub>をカウントアップ動作させる。そして、回転位置信号割り込み信号IntC<sub>ss</sub>が入るごとに、第2のタイマ31のタイマ値T<sub>m2</sub>を時間間隔C<sub>ss</sub>C<sub>nt</sub>として設定し、同時に第2のタイマ31のタイマ値T<sub>m2</sub>をリセットする。

【0072】推定回転角度制御手段8の時間間隔記憶手段61は、時間間隔記憶値StrC<sub>ss</sub>を記憶するRAM領域であり、一回転割り込み数NC<sub>ss</sub>分だけの記憶領域を持つ。この一回転割り込み数NC<sub>ss</sub>は、機械角1回転あたりの回転位置信号割り込み信号IntC<sub>ss</sub>の割り込みの数であり、実施例1では磁極数が4であるため12となる(NC<sub>ss</sub>=6×(磁極数/2))。

【0073】補正係数記憶手段62は、補正係数記憶値StrCorを記憶するRAM領域であり、一回転割り込み数NC<sub>ss</sub>分だけの記憶領域を持つ。この補正係数記憶値StrCorは全て1に初期化する。絶対角度記憶手段63は、絶対角度記憶値Str $\theta$ C<sub>ss</sub>を記憶するRAM領域であり、一回転割り込み数NC<sub>ss</sub>分だけの記憶領域を持つ。絶対角度記憶手段63においては、0番目の絶対角度記憶値Str $\theta$ C<sub>ss</sub>[0]=0°、1番目の絶対角度記憶値Str $\theta$ C<sub>ss</sub>[1]=60°、2番目の絶対角度記憶値Str $\theta$ C<sub>ss</sub>[2]=1

20°、・・・、というように絶対角度記憶値Str $\theta$ C<sub>ss</sub>を60°づつ増加させ、初期化する。

【0074】図10及び図11は、実施例1の推定回転角度制御手段8におけるタイマ比較値作成手段40の動作を示すフローチャートである。タイマ比較値作成手段40は、回転位置信号割り込み信号IntC<sub>ss</sub>により起動され、図10及び図11に示す動作を行う。図3に示したように、タイマ比較値作成手段40には、時間間隔C<sub>ss</sub>C<sub>nt</sub>、駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ 、推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ 、補正係数記憶値StrCor、絶対角度記憶値Str $\theta$ C<sub>ss</sub>が入力される。これらの値に基づき、タイマ比較値作成手段40は、時間間隔記憶手段61へ出力され補正係数作成手段51で使用される時間間隔記憶値StrC<sub>ss</sub>、電流指令作成手段20を制御する駆動方式切替信号F<sub>Drv</sub>が作成され出力される。また、タイマ比較値作成手段40は、第1のタイマ70を制御するタイマ比較値C<sub>mp</sub>T<sub>m1</sub>と、第1のスタート割り込み信号StaT<sub>m1</sub>と、第1のストップ割り込み信号Stp1T<sub>m1</sub>とを出力する。また、タイマ比較値作成手段40は、回転角度更新手段71を制御する回転角度更新リセット割り込み信号Res $\theta$ と、絶対回転角度 $\theta_0$ とを作成し出力する。

【0075】次に、図10及び図11に示したフローチャートにより、実施例1におけるタイマ比較値作成手段40の動作について説明する。ステップ(S401)において、回転位置信号割り込み信号IntC<sub>ss</sub>の割り込みにより、タイマ比較値作成手段40を起動する。ステップ(S402)において、i+1をiとし、iを一回転割り込み数NC<sub>ss</sub>で除算したときの剰余をiに代入する。このステップにおいて、図7における回転位置割り込み信号IntC<sub>ss</sub>の波形の下にiで示すように、回転位置信号割り込み信号IntC<sub>ss</sub>が入力されるたびにカウントアップされ、機械角で1回転すると0にリセットされる。つまり、i=0、1、・・・、NC<sub>ss</sub>-1まで変化し、i=NC<sub>ss</sub>において0にリセットされる。実施例1におけるブラシレスモータの磁極数は4であるため、前述のように一回転割り込み数はNC<sub>ss</sub>=12であり、実施例1においてはi=0、1、・・・、11まで変化し、i=12で0にリセットされる。ここで、iは最初の回転位置信号CSUの立ち上がりによる回転位置信号割り込み信号IntC<sub>ss</sub>が入力されたとき、i=0となるように初期化する。

【0076】また、ステップ(S402)において、今回の時間間隔C<sub>ss</sub>C<sub>nt</sub>をi番目の時間間隔記憶値StrC<sub>ss</sub>[i]とする。また、ステップ(S402)において、時間間隔総和ZC<sub>nt</sub>と時間間隔C<sub>ss</sub>C<sub>nt</sub>の和を時間間隔総和ZC<sub>nt</sub>とする。時間間隔総和ZC<sub>nt</sub>は機械角1回転あたりの時間間隔C<sub>ss</sub>C<sub>nt</sub>の総和を計算するためのものであり、後述するステップ

(S406)において時間間隔の総和として使用され  
( $CmpTm1 \leftarrow ZCnt / NCss$ )、後に0にリセ  
ットされる( $ZCnt \leftarrow 0$ )。

【0077】さらに、ステップ(S402)において、  
時間間隔 $CssCnt$ と $i$ 番目の補正係数記憶値 $StrCor[i]$ との乗算結果を時間間隔 $CssCnt$ とす  
る。ここで、回転位置信号 $CSU$ 、 $CSV$ 、 $CSW$ のば  
らつきによる時間間隔 $CssCnt$ のばらつきを補正係  
数記憶値 $StrCor$ により補正する。補正係数 $Str$   
 $Cor$ は後述の補正係数作成手段51において作成され  
ている。ステップ(S402)において、 $i$ 番目の絶対  
角度記憶値 $Str\theta C ss[i]$ を絶対回転角度 $\theta 0$ と  
する。 $i$ 番目の絶対角度記憶値 $Str\theta C ss[i]$   
は、後述の補正係数作成手段51において作成されて  
おり、 $i$ 番目の回転位置信号割り込み信号 $IntC ss$   
の割り込みが入力されたときの絶対的な回転角度が保存  
されている。

【0078】ステップ(S403)において、時間間隔  
 $CssCnt$ と駆動方式切替時間間隔 $CssCntDrv$   
とを比較する。ここで、駆動方式切替時間間隔 $Css$   
 $CntDrv$ は、ブラシレスモータの回転数が駆動方式  
切替回転数 $\omega drv$ のときの時間間隔であり、駆動方式  
切替回転数 $\omega drv$ から計算される。ステップ(S40  
3)において、時間間隔 $CssCnt$ が駆動方式切替時  
時間間隔 $CssCntDrv$ より小さいときステップ(S  
404)へ進む。一方、時間間隔 $CssCnt$ が駆動方  
式切替時間間隔 $CssCntDrv$ より小さくないと  
き、ステップ(S413)へ進む。従って、ステップ  
(S404)以下のフロー動作は、ブラシレスモータの  
回転数が駆動方式切替回転数 $\omega drv$ より大きいとき行  
われ、推定回転角度 $\theta$ に基づく正弦波駆動を行う。一  
方、ステップ(S413)以下の動作は、ブラシレスモ  
ータの回転数が駆動方式切替回転数 $\omega drv$ より小さい  
とき行われ、回転位置信号 $CSU$ 、 $CSV$ 、 $CSW$ に基  
づく120度通電型矩形波駆動を行う。

【0079】ステップ(S404)において、時間間隔\*

$$CmpTm1 \leftarrow CmpTm1 + k_z \times \{k_a \times (\theta - \theta 0) + Tm1\} \\ \dots (9)$$

【0084】なお、式(9)において、 $Tm1$ は第1の  
タイマ70のタイマ値であり、 $k_a$ は( $CssCnt$ の  
40 平均値)/ $\theta step$ である。また、 $\theta step$ は後述  
の回転角度更新手段71中のステップ(S712)で用  
いられる定数であり、前述の[実施例1の動作の概要]  
で説明した逡倍された信号の分解能に相当し、 $\theta step$   
 $= 60^\circ / (fck1 / fck2)$ である。このよう  
に補正することにより、ずれ補正の効果を有する。式

(9)において、 $k_z$ は機械1回転に1度だけタイマ比  
較値 $CmpTm1$ を作成するときのずれ補正ゲインであ

$$CmpTm1 \leftarrow CmpTm1 + k_{css} \times \{k_b \times (\theta - \theta 0) + Tm1\} \\ \dots (10)$$

\* $CssCnt$ と推定方式切替時間間隔 $CssCntEst$   
とを比較する。ここで、推定方式切替時間間隔 $Css$   
 $CntEst$ は、ブラシレスモータの回転数が推定方式  
切替回転数 $\omega est$ のときの時間間隔であり、推定方式  
切替回転数 $\omega est$ から計算される。ステップ(S40  
4)において、時間間隔 $CssCnt$ が推定方式切替時  
時間間隔 $CssCntEst$ より小さいとき、ステップ  
(S405)へ進む。一方、時間間隔 $CssCnt$ が推  
定方式切替時間間隔 $CssCntEst$ より小さくない  
とき、図11のステップ(S407)へ進む。従って、  
ステップ(S405)以下の動作は、ブラシレスモータ  
の回転数が推定方式切替回転数 $\omega est$ より大きいとき  
行われ、機械角1回転ごとにタイマ比較値 $CmpTm1$   
を作成する。一方、ステップ(S407)以下の動作  
は、ブラシレスモータの回転数が推定方式切替回転数 $\omega$   
 $est$ より小さいとき行われ、回転位置信号割り込み $I$   
 $ntC ss$ ごとにタイマ比較値 $CmpTm1$ を作成す  
る。

【0080】ステップ(S405)において、 $i$ と0と  
を比較し、それぞれが等しいとき、図11のステップ  
(S406)へ進む。一方、 $i$ と0が等しくないとき、  
図11のステップ(S410)へ進む。従って、ステッ  
プ(S406)の動作をするときは、回転位置信号 $CS$   
 $U$ の立ち上がりにおける特定の1つであり、機械角1回  
転あたり1回動作する。

【0081】ステップ(S406)において、時間間隔  
総和 $ZCnt$ を一回転割り込み数 $NCss$ で除算し、そ  
の値をタイマ比較値 $CmpTm1$ とする。時間間隔総和  
 $ZCnt$ を一回転割り込み数 $NCss$ で除算したものは  
機械角1回転中の時間間隔の平均であり、個別の時間  
間隔 $CssCnt$ を代入する代わりに、時間間隔の平均値  
を用いる。

【0082】ステップ(S406)において、タイマ比  
較値 $CmpTm1$ は下記式(9)のように補正される。

【0083】

り、 $k_a \times (\theta - \theta 0) + Tm1$ はずれを表し、前述の  
[実施例1の動作の概要]において説明した式(1)の  
 $\alpha$ に相当する。

【0085】ステップ(S406)において、時間間隔  
総和 $ZCnt$ に0を代入し、時間間隔総和 $ZCnt$ を0  
にリセットする。ステップ(S407)において、時間  
間隔 $CssCnt$ をタイマ比較値 $CmpTm1$ に代入す  
る。タイマ比較値 $CmpTm1$ を下記式(10)のよう  
に補正する。

【0086】

【0087】なお、式(10)において、 $Tm1$ は第1のタイマ70のタイマ値であり、 $kb$ は $CssCnt/\theta step$ である。このように補正することにより、ずれ補正の効果を有する。式(10)において、 $kcss$ は回転位置割り込み $IntCss$ が入力されるごとにタイマ比較値 $CmpTm1$ を作成するときのずれ補正ゲインであり、 $kb \times (\theta - \theta_0) + Tm1$ はずれを表し前述の【実施例1の動作の概要】の式(1)における $\alpha$ に相当する。

【0088】ステップ(S408)において、正弦波駆動判断フラグ $FFirstSin$ と1を比較する。正弦波駆動判断フラグ $FFirstSin$ と1が等しいとき、ステップ(S409)へ進む。一方、正弦波駆動判断フラグ $FFirstSin$ と1が等しくないとき、ステップ(S410)へ進む。ステップ(S409)において、回転角度更新リセット割り込み信号 $Res\theta$ を出力し、正弦波駆動判断フラグ $FFirstSin$ に0を代入する。

【0089】矩形波駆動から正弦波駆動に切り替わったときには、推定回転角度 $\theta$ は不定である。このため、矩形波駆動から正弦波駆動に切り替わったときに、推定回転角度 $\theta$ を正しい値にリセットする必要がある。そこで、ステップ(S408)、ステップ(S409)、およびステップ(S413)において、正弦波判断フラグ $FFirstSin$ を用いて、矩形波駆動から正弦波駆動に切り替わったことを判断し、回転角度更新リセット割り込み信号 $Res\theta$ を回転角度更新手段71へ出力する。そして、推定回転角度 $\theta$ を回転位置信号割り込み信号 $IntCss$ の割り込み入力時の絶対的な値( $\theta_0 = Str\theta Css[i]$ )にリセットする。

【0090】ステップ(S410)において、第1のタイマ70の動作を確認し、第1のタイマ70が動作しているとき、ステップ(S412)へ進む。一方、第1のタイマ70の動作が停止しているとき、ステップ(S411)へ進む。ステップ(S411)において、停止している第1のタイマ70を動作させるため、タイマスタート割り込み信号 $StaTm1$ を出力する。ステップ(S412)において、駆動方式切替信号 $FDrv$ に1を代入する。駆動方式切替信号を $FDrv=1$ (ハイレベル)とし、推定回転角度 $\theta$ を用いた正弦波駆動することを電流指令作成手段20に伝える。

【0091】ステップ(S413)において、第1のタイマストップ割り込み信号 $Stp1Tm1$ を出力する。第1のタイマ70をストップし、推定回転角度 $\theta$ の作成を中止する。一方、図10のステップ(S413)において、駆動方式切替信号 $FDrv$ に0を代入する。駆動方式切替信号を $FDrv=0$ (ローレベル)とし、回転位置信号 $CSU$ 、 $CSV$ 、 $CSW$ を用いた120度通電型矩形波駆動することを電流指令作成手段20に伝える。そして、正弦波駆動判断フラグ $FFirstSi$

$n$ に1を代入する。ステップ(S414)において、タイマ比較値作成手段40の動作が終了する。

【0092】図12は実施例1における推定回転角度制御手段8の第3のタイマ50(図3)の動作を説明する図である。図12に示すように、第3のタイマ50は、周波数 $fc k3$ でカウントアップする。タイマ値 $Tm3$ がある設定された値 $CmpTm3$ と等しくなると、第3のタイマ50は第3のタイマ割り込み信号 $IntTm3$ を出力し、タイマ値 $Tm3$ を0にリセットし、再びカウントアップする。

【0093】図13は実施例1における推定回転角度制御手段8の補正係数作成手段51(図3)の動作を示すフローチャートである。推定回転角度制御手段8の補正係数作成手段51は、第3のタイマ50の第3のタイマ割り込み信号 $IntTm3$ により起動され、図13のフローチャートに示す動作を行う。補正係数作成手段51は、回転数がある程度大きく回転数の変動が小さいとき、時間間隔記憶値 $StrCss$ に基づき、補正係数記憶値 $StrCor$ と絶対角度 $Str\theta Css$ とを作成する。

【0094】以下、補正係数作成手段51の動作の詳細について説明する。ステップ(S511)において、第3のタイマ割り込み信号 $IntTm3$ により、補正係数作成手段51が起動される。ステップ(S512)において、時間間隔合計 $SumCss$ を計算する。0番目から( $NCss-1$ )番目までの時間間隔記憶値( $StrCss[0] \sim StrCss[NCss-1]$ )の総和を時間間隔合計 $SumCss$ とする。

【0095】ステップ(S513)において、時間間隔合計 $SumCss$ とある設定された値 $SumCor$ とを比較する。時間間隔合計 $SumCss$ が設定された値 $SumCor$ より小さいとき、ステップ(S514)へ進む。一方、時間間隔合計 $SumCss$ が設定された値 $SumCor$ より小さくないとき、ステップ(S517)へ進む。このように動作することにより、ブラシレスモータの回転数がある程度大きいときのみ、補正係数を作成する。

【0096】ステップ(S514)において、時間間隔合計 $SumCss$ と時間間隔合計前回値 $SumCssB$ と $ack$ との差の絶対値を、ある設定された値 $SumCssDiff$ と比較する。前記絶対値が設定された値 $SumCssDiff$ より小さいとき、ステップ(S515)へ進む。一方、絶対値が設定された値 $SumCssDiff$ より小さくないとき、ステップ(S517)へ進む。このように動作することにより、ブラシレスモータの回転数の変動が小さいときのみ補正係数を作成する。

【0097】ステップ(S515)において、時間間隔 $CssCnt$ の平均値は( $SumCss/NCss$ )で表され、この平均値と $i$ 番目の時間間隔記憶値 $StrC$

ss[i]の比をi番目の補正係数記憶値StrCor[i]とする。ここで、iは0からNCss-1まで変化させる。ステップ(S516)において、0番目の絶対角度記憶値Str $\theta$ Css[0]に0°を代入する。また、i番目の時間間隔記憶値StrCcss[i]と時間間隔CcssCntの平均値SumCcss/NCssの比と60°の乗算結果と、(i-1)番目の絶対角度記憶値Str $\theta$ Css[i-1]との和をi番目の絶対角度記憶値Str $\theta$ Css[i]とする。ここで、iは1から(NCss-1)まで変化させる。ステップ(S517)において、今回の時間間隔合計値SumCcssを次の処理時に使用するため、時間間隔合計前回値SumCcssBackに代入する。ステップ(S518)において、補正係数作成手段51の動作は終了する。

【0098】図14は実施例1における推定回転角度制御手段8の第1のタイマ70(図3)の動作を説明する図である。図14に示すように、第1のタイマ70は、周波数fck1でカウントアップする。タイマ値Tm1がタイマ比較値CmpTm1と等しくなると、第1のタイマ70は第1のタイマ割り込み信号IntTm1を出力し、タイマ値Tm1を0にリセットし、再びカウントアップする。なお、第1のタイマ70は、第1のスタート割り込み信号StaTm1で動作を開始し、第1のストップ割り込み信号Stp1Tm1、又は第2のストップ割り込み信号Stp2Tm1で動作を停止する。

【0099】図15は実施例1における推定回転角度制御手段8の回転角度更新手段71(図3)の動作を示すフローチャートである。回転角度更新手段71は、第1のタイマ割り込み信号IntTm1により起動され、図15のフローチャートに示す動作を行う。第1のタイマ割り込み信号IntTm1が入力されるごとに、推定回転角度 $\theta$ を進め、異常に進んだときは第2のストップ割り込み信号Stp2Tm1を出力し、第1のタイマ70を停止する。

【0100】以下、推定回転角度制御手段8における回転角度更新手段71(図3)の動作について詳細に説明する。図15のステップ(S711)において、第1のタイマ割り込み信号IntTm1が入力されることにより、回転角度更新手段71は起動する。ステップ(S712)において、推定回転角度 $\theta$ と回転角度ステップ $\theta_{step}$ の和を推定回転角度 $\theta$ に代入する。前述の[実施例1の動作の概要]で説明したように、回転位置信号割り込み信号IntCcssは第1のタイマ70の周波数fck1と第2のタイマ31の周波数fck2の比の分だけ逡倍されるため、回転角度ステップは $\theta_{step} = 60^\circ / (fck1 / fck2)$ である。

【0101】ステップ(S713)において、推定回転角度 $\theta$ と絶対回転角度 $\theta_0$ との差とある設定された値 $\theta_{allow}$ を比較する。推定回転角度 $\theta$ と絶対回転角度 $\theta_0$ の差が設定された値 $\theta_{allow}$ より小さいとき、

ステップ(S715)へ進む。一方、推定回転角度 $\theta$ と絶対回転角度 $\theta_0$ の差が設定された値 $\theta_{allow}$ より小さくないとき、ステップ(S714)へ進む。ステップ(S714)において、回転角度更新手段71は第2のストップ割り込み信号Stp2Tm1を第1のタイマ70へ出力する。

【0102】ステップ(S713)とステップ(S714)とにより、推定回転角度 $\theta$ が進み過ぎているときは、第2のストップ割り込み信号Stp2Tm1を出力し、第1のタイマ70を停止させて、推定回転角度 $\theta$ がさらに進むことを禁止している。なお、図11に示したタイマ比較値作成手段40のステップ(S410)とステップ(S411)において停止した第1のタイマ70を再び動かすため、回転位置信号割り込み信号IntCcssにより、前記禁止が解かれ、推定回転角度 $\theta$ が再び進むことが可能となる。ステップ(S715)において、回転角度更新手段71の動作は終了する。

【0103】また、推定回転角度制御手段8における回転角度更新手段71は、回転角度更新リセット割り込み信号Res $\theta$ により起動され、図16に示すフローチャートの動作を行う。図16は実施例1における回転角度更新リセット割り込み信号Res $\theta$ により起動される回転角度更新手段71の動作を示すフローチャートである。タイマ比較値作成手段40が矩形波駆動から正弦波駆動に切り替わる時に発生する回転角度更新リセット割り込み信号Res $\theta$ が回転角度更新手段71に入力されると、回転角度更新手段71は推定回転角度 $\theta$ を絶対回転角度 $\theta_0$ にリセットする。

【0104】以下、回転角度更新手段71の動作について図16を参照して詳細に説明する。ステップ(S716)において、回転角度更新リセット割り込み信号Res $\theta$ により、回転角度更新手段71が起動される。ステップ(S717)において、絶対回転角度 $\theta_0$ を推定回転角度 $\theta$ に代入する。ステップ(S718)において、回転角度更新手段71の動作が終了する。

【0105】[実施例1の効果]次に、実施例1のモータ制御装置により実現された効果を説明する。従来のモータ制御装置において、回転位置信号CSU、CSV、CSWを用いた120度通電型矩形波駆動を行うと、ステータ電流iu、iv、iwが歪み、出力トルクの変動が大きくなり、モータの振動や騒音が大きくなるという問題があった。そこで、実施例1のモータ制御装置においては、周波数fck2の第2のタイマ31によりカウントアップし、カウントアップして得た時間間隔CcssCntをタイマ比較値CmpTm1として周波数fck1の第1のタイマ70を動作させる。第1のタイマ70の動作により、(fck1/fck2)倍だけ逡倍化した信号を作成する。これにより、正弦波状のステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*を作成し、正弦波状のステータ電流iu、iv、iwをステータ巻線に流す。こ

の結果、実施例 1 によれば、出力トルクの変動が小さく、モータの振動や騒音の小さいモータ制御装置を実現することができる。

【0106】また、従来のモータ制御装置において、実際の回転角度と推定回転角度  $\theta$  がずれていると、トルク指令  $T^*$  のとおりにトルクを出力できないという問題があった。そこで、図 10 及び図 11 に示したタイマ比較値作成手段 40 のステップ (S406)、およびステップ (S407) でずれ補正し、実際の回転角度と推定回転角度  $\theta$  のずれをなくした。そして、実際の回転角度に

基づいた正弦波状のステータ電流指令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$  を作成し、実際の回転角度に基づいた正弦波状のステータ電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  を流す。この結果、実施例 1 によれば、トルク指令  $T^*$  のとおりの出力トルクを実現し、出力トルクの変動が小さく、モータの振動や騒音が小さいモータ制御装置を実現することができる。

【0107】また、従来のモータ制御装置において、ブラシレスモータが停止しているときは、回転位置信号割り込み信号  $IntC_{ss}$  が入力されないため、回転角度を推定できず、さらに、回転速度が小さいときは、第 2 のタイマ 31 がオーバーフローすることがあるため、回転角度を推定できないという問題があった。そこで、本発明に係る実施例 1 のモータ制御装置は、タイマ比較値作成手段 40 中のステップ (S403) を動作させ、ブラシレスモータの回転数が駆動方式切替回転数  $\omega_{drv}$  より低いときは 120 度通電型矩形波駆動を行い、回転数が高いときは正弦波駆動を行う。これにより、実施例 1 のモータ制御装置は、ブラシレスモータを確実に起動させる。この結果、実施例 1 によれば、低回転でも確実にトルクを出力するモータ制御装置を実現することが可能となる。

【0108】また、従来のモータ制御装置において、ブラシレスモータの回転速度が速くなると、タイマ比較値作成手段 40 の計算負荷が大きくなり、計算が終わる前に次の回転位置信号割り込み信号  $IntC_{ss}$  が入力され、回転角度を推定できないという問題があった。そこで、タイマ比較値作成手段 40 中のステップ (S404) を動作させ、ブラシレスモータの回転数が推定方式切替回転数  $\omega_{est}$  より低いときは回転位置信号割り込み信号  $IntC_{ss}$  ごとにタイマ比較値  $C_{mpTm1}$  を作成し、回転数が高いときは機械角 1 回転ごとにタイマ比較値  $C_{mpTm1}$  を作成する。これにより、実施例 1 においては、回転数が高くて推定回転角度  $\theta$  を作成し、正弦波状のステータ電流指令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$  を作成し、そして正弦波状のステータ電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  を流すことにより、出力トルクの変動が小さく、モータの振動や騒音の小さいモータ制御装置が実現される。

【0109】また、前述の〔実施例 1 の動作の概要〕において説明したように、従来のモータ制御装置におい

て、ホール IC などの回転位置信号発生器 3U、3V、3W (図 1) の出力信号のばらつきや取り付け誤差、回転位置検出円盤 4 の着磁のばらつきなどにより、回転位置信号  $C_{SU}$ 、 $C_{SV}$ 、 $C_{SW}$  にばらつきが生じることがある。このため、時間間隔  $C_{ssCnt}$  がばらつき、推定回転角度  $\theta$  がふらつき、トルクリップルが発生するという問題があった。そこで、本発明に係る実施例 1 の補正係数作成手段 51 において、補正係数記憶値  $S_{trCor}$  と絶対角度記憶値  $S_{tr\theta C_{ss}}$  とを作成し、タイマ比較値作成手段 40 中のステップ (S402) において時間間隔  $C_{ssCnt}$  を補正し、ステップ (S406)、およびステップ (S407) において絶対回転角度  $\theta_0$  として絶対角度記憶値  $S_{tr\theta C_{ss}}$  を用いることにより、ふらつきのない推定回転角度  $\theta$  を作成している。この結果、上記実施例 1 によれば、トルクリップルなくブラシレスモータを制御するモータ制御装置を実現することができる。

【0110】また、従来のモータ制御装置において、ブラシレスモータの回転数が急激に低くなると、推定回転角度  $\theta$  が進みすぎ、出力トルクが小さくなることがある。そこで、図 15 に示す回転角度更新手段 71 中のステップ (S713) 及びステップ (S714) において、推定回転角度  $\theta$  が進みすぎたとき、第 2 のストップ割り込み信号  $Stp2Tm1$  を出力し、第 1 のタイマ 70 を停止することにより、推定回転角度  $\theta$  が進みすぎるのを防止している。この結果、実施例 1 によれば、ブラシレスモータに確実にトルクを出力させるモータ制御装置を実現することができる。

【0111】《実施例 2》次に、本発明のモータ制御装置の実施例 2 について添付の図面を参照して説明する。前述の実施例 1 では、電流指令を作成した例で示したが、実施例 2 のモータ制御装置は 3 相 4 極のブラシレスモータを電圧指令を用いて制御するものである。実施例 2 は、電圧指令を作成し、ステータ巻線に電圧指令で表される電圧を印加するモータ制御装置を説明するものである。実施例 1 と比較し、実施例 2 のモータ制御装置は電流センサ 2U、2V、2W をなくすことにより、低コスト化を実現している。

【0112】〔実施例 2 の全体の構成〕まず、実施例 2 のモータ制御装置の全体の構成について説明する。図 17 は実施例 2 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 17 において、実施例 2 のブラシレスモータ 9 の構成は前述の実施例 1 のブラシレスモータ 9 と同じであり、その説明は省略する。また、実施例 2 において、前述の実施例 1 を示した図 1、図 2 及び図 3 におけるものと同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付して実施例 1 の説明を援用し、その説明は省略する。

【0113】実施例 2 のモータ制御装置は、トルク指令  $T^*$  を出力するトルク指令設定手段 27、駆動方式切替回転数  $\omega_{drv}$  を出力する駆動方式切替回転数設定手段



28、推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ を出力する推定方式切替回転数設定手段29の3つの設定手段を有している。また、実施例2のモータ制御装置は、推定回転角度制御手段8、駆動手段2010、電圧指令作成手段2020、及びトルク／電圧変換手段2025を具備している。

【0114】図17に示すように、推定回転角度制御手段8は、回転位置信号CSU、CSV、CSW、駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ 、推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ が入力され、駆動方式切替信号FDrvと推定回転角度 $\theta$ とを出力するよう構成されている。トルク／電圧変換手段2025には、トルク指令設定手段27からのトルク指令T\*が入力され、q軸電圧指令Vq\*を電圧指令作成手段2020へ出力する。電圧指令作成手段2020は、回転位置信号CSU、CSV、CSW、q軸電圧指令Vq\*、推定回転角度制御手段8からの駆動方式切替信号FDrv及び推定回転角度 $\theta$ が入力され、ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*を駆動手段2010へ出力する。駆動手段2010は、ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*が入力され、ステータ巻線1U、1V、1Wが接続されている。

【0115】図18は実施例2のモータ制御装置における駆動手段2010の回路構成図である。図18に示すように、駆動手段2010は、駆動素子制御手段2011、電源12、この電源12に並列に接続された電解コンデンサである平滑コンデンサ13、上側IGBT14U、14V、14W、上側ダイオード15U、15V、15W、下側IGBT16U、16V、16W、下側ダイオード17U、17V、17Wを具備している。

【0116】駆動素子制御手段2011は、ステータ電\*30

$$Vq* \leftarrow K12 \times T*$$

【0121】電圧指令作成手段2020は、推定回転角度制御手段8の駆動方式切替信号FDrvがローレベル(FDrv=0)のとき、矩形波状のステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*を作成し、駆動方式切替信号FDrvがハイレベル(FDrv=1)のとき、正弦波状のステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*を作成する。

【0122】以下、電圧指令作成手段2020の動作について詳細に説明する。図19は、実施例2におけるステータ巻線1U、1V、1Wに誘起される誘起電圧VbemfU、VbemfV、VbemfWと、回転位置信号CSU、CSV、CSWと、回転位置信号割り込み信号IntCssと、矩形波駆動時のステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*と、正弦波駆動時のステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*との関係を示す波形図である。

【0123】駆動方式切替信号がFDrv=0のとき、電圧指令作成手段2020は、回転位置信号3U、3V、3Wとq軸電圧指令Vq\*とに基づきそれぞれステ

\*圧指令vu\*、vv\*、vw\*が入力され、後述の方法で上側IGBT14U、14V、14W、下側IGBT16U、16V、16Wの通電・非通電を制御する。上側IGBT14U、14V、14Wの各コレクタはそれぞれ電源12の正端子に接続されており、下側IGBT16U、16V、16Wの各コレクタはそれぞれ上側IGBT14U、14V、14Wのエミッタとステータ巻線1U、1V、1Wとに接続されている。また、下側IGBT16U、16V、16Wのエミッタは電源12の負端子に接続されている。上側ダイオード15U、15V、15Wは、それぞれ上側IGBT14U、14V、14Wに逆並列接続されている。下側ダイオード17U、17V、17Wは、それぞれ下側IGBT16U、16V、16Wに逆並列接続されている。

【0117】実施例2の推定回転角度制御手段8の構成は、前述の実施例1の図3に示した推定回転角度制御手段8と同じであり、その説明は省略する。

【0118】[実施例2の全体の動作]次に、実施例2のモータ制御装置の全体の動作について説明する。実施例2のモータ制御装置において、ブラシレスモータ9、駆動方式切替回転数設定手段28、推定方式切替回転数設定手段29、推定回転角度制御手段8、及びトルク指令設定手段27は前述の実施例1と同じであり、それらの説明は省略する。

【0119】トルク／電圧変換手段2025は、下記式(11)のように、トルク指令T\*によりq軸電圧指令Vq\*を作成する。式(11)において、K12はある設定された定数である。

【0120】

$$\dots (11)$$

ータ巻線1U、1V、1Wに印加する矩形波状のステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\* (図19の(h)、(i)、(j))を作成する。ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*は、通電区間が120°で、波高値がq軸電圧指令Vq\*である。ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*とステータ巻線1U、1V、1Wに誘起される誘起電圧VbemfU、VbemfV、VbemfWとは、図19に示す関係を有している。

【0124】具体的には、図19に示すように、区間(1)の回転位置信号(CSU、CSV、CSW)=(1、0、1)のとき、ステータ電圧指令を(vu\*、vv\*、vw\*)=(Vq\*、-Vq\*、0)とする。また、区間(2)の回転位置信号(CSU、CSV、CSW)=(1、0、0)のとき、ステータ電圧指令を(vu\*、vv\*、vw\*)=(Vq\*、0、-Vq\*)とする。区間(3)以下は図19に示すとおりであり、このような通電方法は120度通電型矩形波駆動と呼ばれる。

【0125】駆動方式切替信号がFDrv=1のとき、

電圧指令作成手段2020は、推定回転角度 $\theta$ とq軸電圧指令 $Vq^*$ とに基づきそれぞれステータ巻線1U、1V、1Wに印加する正弦波状のステータ電圧指令 $vu^*$ 、 $vv^*$ 、 $vw^*$ （図19の(k)、(l)、(m)）を作成する。ステータ電圧指令 $vu^*$ 、 $vv^*$ 、 $vw^*$ は、正弦波状とし、ステータ巻線1U、1

$$vu^* \leftarrow Vq^* \times \sin(\theta + 30^\circ + \theta_{ad}) \cdots (12)$$

$$vv^* \leftarrow Vq^* \times \sin(\theta - 90^\circ + \theta_{ad}) \cdots (13)$$

$$vw^* \leftarrow Vq^* \times \sin(\theta - 210^\circ + \theta_{ad}) \cdots (14)$$

【0127】図18に示した駆動手段2010はステータ巻線1U、1V、1Wにステータ電圧指令 $vu^*$ 、 $vv^*$ 、 $vw^*$ で表される電圧を印加する。

【0128】以下、駆動手段2010の動作について詳細に説明する。電源12は駆動手段2010の電力源であり、平滑コンデンサ13は電源12を平滑する。図20は実施例2における駆動手段2010の駆動素子制御手段2011等の回路構成図であり、駆動素子制御手段2011は増幅器2011aU、2011aV、2011

$$eu2 \leftarrow Ke2 \times vu^*$$

$$ev2 \leftarrow Ke2 \times vv^*$$

$$ew2 \leftarrow Ke2 \times vw^*$$

【0130】式(15)、(16)、(17)においては、比例動作のみを行っているが、比例・積分動作や比例・積分・微分動作を行ってもよい。特に、ステータ電圧指令 $vu^*$ 、 $vv^*$ 、 $vw^*$ の分解能が低く波形が階段状になるとき、積分動作を含めると、ステータ電圧指令 $vu^*$ 、 $vv^*$ 、 $vw^*$ の波形を滑らかにしたのと同様の効果がある。

【0131】三角波発生回路11cは三角波（数kHzから数十kHz）を発生する。比較器11bUはPWM用電圧 $eu2$ と三角波を比較する。PWM用電圧 $eu2$ が大きいときは上側IGBT14Uを通電状態とし、下側IGBT16Uを非通電状態とする。一方、PWM用電圧 $eu2$ が小さいときは上側IGBT14Uを非通電状態とし、下側IGBT16Uを通電状態とする。なお、上側IGBTと下側IGBTの通電状態が遷移するとき、上側IGBTと下側IGBTをともに非通電とし、駆動電源12の短絡を防ぐための短い移行時間（デットタイム）を設ける。他相についても同様に動作させる。その他、実施例2における推定回転角度制御手段8

【0132】〔実施例2の効果〕前述の実施例1では駆動手段10にステータ電流指令 $iu^*$ 、 $iv^*$ 、 $iw^*$ を与える構成であったが、実施例2のモータ制御装置のように駆動手段2010にステータ電圧指令 $vu^*$ 、 $vv^*$ 、 $vw^*$ を与える構成であっても、実施例1と同様の効果を実施例2のモータ制御装置は有する。

【0133】《実施例3》次に、本発明のモータ制御装置の実施例3について添付の図面を参照して説明する。前述の実施例1及び実施例2ではモータ制御装置がブラ

\*V、1Wに誘起される誘起電圧 $VbemfU$ 、 $VbemfV$ 、 $VbemfW$ より位相を所定角度 $\theta_{ad}$ だけ進めており、波高値をq軸電圧指令 $Vq^*$ とする。具体的には、下記式(12)、(13)及び(14)によりステータ電圧指令 $vu^*$ 、 $vv^*$ 、 $vw^*$ が算出される。

【0126】

$$vu^* \leftarrow Vq^* \times \sin(\theta + 30^\circ + \theta_{ad}) \cdots (12)$$

$$vv^* \leftarrow Vq^* \times \sin(\theta - 90^\circ + \theta_{ad}) \cdots (13)$$

$$vw^* \leftarrow Vq^* \times \sin(\theta - 210^\circ + \theta_{ad}) \cdots (14)$$

10※1aW、比較器11bU、11bV、11bW、および三角波発生回路11cを有している。増幅器2011aU、2011aV、2011aWは、下記式(15)、(16)、(17)のように、ステータ電圧指令 $vu^*$ 、 $vv^*$ 、 $vw^*$ とある設定された定数 $Ke2$ の乗算結果をそれぞれPWM用電圧 $eu2$ 、 $ev2$ 、 $ew2$ として作成する。

【0129】

$$\cdots (15)$$

$$\cdots (16)$$

$$\cdots (17)$$

シレスモータを制御し、回転させているときに、補正係数作成手段51を起動し、ブラシレスモータの回転数がある程度高く、回転数の変動が小さいときに、補正係数記憶値 $StrCor$ と絶対角度記憶値 $Str\theta Css$ とを作成した例を示した。実施例3のモータ制御装置では、ブラシレスモータを外部より回転させ、補正係数作成手段3051を起動する割り込み信号( $IntCor$ )を外部から与えてやり、補正係数記憶値 $StrCor$ と絶対角度記憶値 $Str\theta Css$ を作成し、不揮発性メモリに保存する。実施例3のモータ制御装置においては、再起動時においても最初から補正係数記憶値 $StrCor$ と絶対角度記憶値 $Str\theta Css$ を用いて、ふらつきのない推定回転角度 $\theta$ を作成し、トルクリプルなくブラシレスモータを制御するものである。

【0134】〔実施例3の全体の構成〕まず、実施例3のモータ制御装置の全体の構成について説明する。図21は実施例3のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図22は実施例3における推定回転角度制御手段3008等の構成を示すブロック図である。実施例3において、前述の実施例1におけるものと同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付して、その説明は省略する。

【0135】実施例3のモータ制御装置は、実施例1の推定回転角度制御手段8（図3）における補正係数作成手段51を起動するための第3のタイマ割り込み信号 $IntTm3$ を発生する第3のタイマ50を削除し、推定回転角度制御手段3008の外部に補正開始信号作成手段3050を設け、この補正開始信号作成手段3050が推定回転角度制御手段3008の内部の補正係数作成

手段3051に補正開始割り込み信号IntCorを出力するよう構成したものである。

【0136】また、実施例1における補正係数記憶手段62と絶対角度記憶手段63はRAM領域を用いたが、実施例3のモータ制御装置では推定回転角度制御手段3008(図22)の補正係数記憶手段3062と絶対角度記憶手段3063をPROM、またはフラッシュメモリなどの不揮発性メモリの領域を用いている。また、実施例3のモータ制御装置では補正係数記憶値StrCor、および絶対角度記憶値StrθCssの初期化の必要はない。

【0137】さらに、実施例1においては、一回転割り込み数NCssが機械角1回転あたりの回転位置信号割り込み信号IntCss割り込みの数であり、磁極数が4である場合には一回転割り込み数は12であったが、実施例3においては、一回転割り込み数NCssが電気角1回転あたりの回転位置信号割り込み信号IntCss割り込みの数として6とする。実施例3におけるその他の構成は前述の実施例1と同様であり、説明を省略する。

【0138】[実施例3の全体の動作]次に、実施例3のモータ制御装置における動作を説明する。出荷時の検査時において、外部よりブラシレスモータ9を回転させる。十分な時間が経過し、ブラシレスモータ9の回転数が一定となった後、補正開始信号作成手段3050は補正開始割り込み信号IntCorを補正係数作成手段3051へ出力する。このため、補正係数作成手段3051は起動状態となる。補正係数作成手段3051は、補正開始割り込み信号IntCorにより起動され、時間間隔記憶値StrCssに基づき、補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値StrθCssとを作成する。前述の実施例1ではブラシレスモータ9の回転数と回転数変動を監視したが、実施例3では監視していない。

【0139】以下、補正係数作成手段3051の動作について図23を用いて詳細に説明する。図23は実施例3における補正係数作成手段3051の動作を示すフローチャートである。ステップ(S3511)において、補正開始割り込み信号IntCorにより、補正係数作成手段3051が起動される。ステップ(S515)及び(S516)において、前述の実施例1の図13に示した補正係数作成手段51のステップ(S515)及び(S516)の動作と同じ動作が実行される。そのため、ここではステップ(S515)及び(S516)の動作についての説明を省略する。ステップ(S3518)において、補正係数作成手段3051の動作が終了する。

【0140】補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値StrθCssは、不揮発性メモリの領域に保存されるため、モータ制御装置が停止しているときにも保持

され、起動時から補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値StrθCssを用いて回転位置信号CSU、CSV、CSWのばらつきを補正することができる。実施例3におけるその他の動作は前述の実施例1と同様であり、説明を省略する。

【0141】[実施例3の効果]次に、実施例3のモータ制御装置により実現された効果を説明する。回転位置信号CSU、CSV、CSWのばらつきの原因は、回転位置信号発生器3U、3V、3WであるホールIC中のホール素子のオフセット電圧のばらつきや取り付け誤差や回転位置検出円盤4の着磁むらである。このため、回転位置信号発生器3U、3V、3Wに起因するばらつきは、CSUとCSVのずれなどの回転位置信号CSU、CSV、CSW同士のばらつきとなり、電気角1回転で変動する。一方、回転位置検出円盤4に起因するばらつきは、回転位置信号CSUの変動などの回転位置信号CSU、CSV、CSW自身のばらつきとなり、機械角1回転で変動する。回転位置信号発生器3U、3V、3Wに起因するばらつきが回転位置検出円盤4に起因するばらつきに比べて大きいとき、ばらつきのほとんどの成分が電気角1回転で変動するため、機械角1回転ではなく、電気角1回転で補正することにより大きな効果が得られる。

【0142】磁極数が4のときは機械角1回転あたり2つの回転位置信号CSUの立ち上がりがあるため、モータ制御装置を再起動したとき特定の立ち上がりを認識できない。したがって、機械角1回転で変化するばらつきの情報を保存しても、回転位置と1対1に対応できない。

【0143】しかし、電気角1回転で変化するばらつきが大きいときは、実施例3のように、あらかじめ補正係数記憶値StrCorと絶対角度StrθCssとを求め不揮発性メモリの領域に保存しておけば、再起動後の最初から回転位置信号CSU、CSV、CSWのばらつきを補正できる。

【0144】このように、補正係数作成手段3051において補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値StrθCssを作成し、不揮発メモリに保存し、図10及び図11に示した実施例1と同様に、タイマ比較値作成手段40中のステップ(S402)において時間間隔CssCntを補正し、ステップ(S406)、および(S407)で絶対回転角度θ0として絶対角度記憶値StrθCssを用いることにより、ふらつきのない推定回転角度θを作成する。このため、実施例3によれば、トルクリップルなくブラシレスモータを高精度に駆動制御することのできるモータ制御装置を実現することができる。なお、前述の実施例1と実施例3の各構成を組み合わせることでモータ制御装置を得ることもできる。また、前述の実施例2と実施例3の各構成を組み合わせることでモータ制御装置を得ることもできる。このようにモータ

制御装置を構成することにより、製品出荷前にモータ制御装置の時間間隔等を補正することができるとともに、製品稼働時においても常に補正して出力トルクを発生させる高精度の電流指令又は電圧指令を用いたモータ制御装置を得ることができる。

【0145】《実施例4》次に、本発明に係るモータ制御装置の実施例4について添付の図面を参照して説明する。前述の実施例1、実施例2、及び実施例3のモータ制御装置においては、正弦波状の電流指令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ 、あるいは正弦波状の電圧指令  $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  を作成し、ステータ巻線 1U、1V、1W に正弦波状のステータ電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  が流れるよう構成した。実施例4は、回転座標系である d-q 軸上で電流を制御し、正弦波状のステータ電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  を実現するものである。ここで、d 軸とはロータの永久磁石により生ずる磁束と同じ向きの磁束が発生する電流成分の軸をいう。また、q 軸は前記 d 軸と直交する電流成分の軸をいう。

【0146】前述の前述の実施例1、実施例2、及び実施例3は、第1のタイマ70の周波数  $f_{ck1}$  を第2のタイマ31の周波数  $f_{ck2}$  の整数倍で逡倍化し、推定回転角度  $\theta$  を  $\theta_{step}$  づつ更新した。実施例4は、推定回転角度  $\theta$  を電流制御周期ごとに演算により求める。回転位置信号割り込み信号  $IntC_{ss}$  が入力されるたびに進み量  $\Delta\theta$  を演算し、電流制御周期ごとに推定回転角度  $\theta$  を進み量  $\Delta\theta$  だけ進めるものである。以下、実施例4のモータ制御装置について詳細に説明する。

【0147】〔実施例4の全体の構成〕まず、本発明の実施例4のモータ制御装置の全体構成について説明する。図24は、実施例4におけるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図24において、実施例4のブラシレスモータ9は、前述の実施例1と同じ構成であるため、実施例1の説明を援用して重複する説明を省略する。

【0148】実施例4のモータ制御装置は、トルク指令  $T^*$  を出力するトルク指令設定手段27、駆動方式切替回転数  $\omega_{drv}$  を出力する駆動方式切替回転数設定手段28、及び推定方式切替回転数  $\omega_{est}$  を出力する推定方式切替回転数設定手段29の3つの設定手段を具備している。また、実施例4のモータ制御装置は、トルク/dq 軸電流変換手段4025、電流制御手段4020、駆動手段2010、推定回転角度進み量作成手段4008、及びステータ巻線 1U、1V に流れる電流を検知してステータ電流値信号  $i_u$ 、 $i_v$  を電流制御手段4020へ出力する電流センサ2U、2Vを有している。

【0149】推定回転角度進み量作成手段4008は、回転位置信号  $CSU$ 、 $CSV$ 、 $CSW$  と駆動方式切替回転数  $\omega_{drv}$  と推定方式切替回転数  $\omega_{est}$  と推定回転角度  $\theta$  と第4のタイマ4210（図25）のタイマ値  $T_{m4}$  とが入力され、駆動方式切替信号  $FDrv$  と進み量

$\Delta\theta$  と推定回転角度  $\theta$  とが出力される。

【0150】トルク/dq 軸電流変換手段4025は、トルク指令設定手段27のトルク指令  $T^*$  が入力され、d 軸電流指令  $I_d^*$  と q 軸電流指令  $I_q^*$  とを出力する。電流制御手段4020は、回転位置信号  $CSU$ 、 $CSV$ 、 $CSW$  と d 軸電流指令  $I_d^*$  と q 軸電流指令  $I_q^*$  と駆動方式切替信号  $FDrv$  と進み量  $\Delta\theta$  と推定回転角度  $\theta$  とが入力され、ステータ電圧指令  $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  を駆動手段2010へ出力し、推定回転角度  $\theta$  と第4のタイマ4210（図25）のタイマ値  $T_{m4}$  とを推定回転角度進み量作成手段4008に出力する。実施例4の駆動手段2010は、前述の実施例2と同様であり、その説明は省略する。

【0151】図25は、実施例4のモータ制御装置における電流制御手段4020の構成を示すブロック図である。図25において、電流制御手段4020は、第4のタイマ4210とステータ電圧指令作成手段4220とから構成される。第4のタイマ4210は、ある設定された時間ごとに第4のタイマ割り込み信号  $IntT_{m4}$  をステータ電圧指令作成手段4220に出力する。また、第4のタイマ4210はタイマ値  $T_{m4}$  を推定回転角度進み量作成手段4008に出力する。ステータ電圧指令作成手段4220は、第4のタイマ割り込み信号  $IntT_{m4}$  により起動され、ステータ電流値  $i_u$ 、 $i_v$  と d 軸電流指令  $I_d^*$  と q 軸電流指令  $I_q^*$  と推定回転角度  $\theta$  と進み量  $\Delta\theta$  と回転位置信号  $CSU$ 、 $CSV$ 、 $CSW$  と駆動方式切替信号  $FDrv$  とが入力され、ステータ電圧指令  $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  と推定回転角度  $\theta$  とを出力する。このステータ電圧指令作成手段4220は、正弦波駆動時ステータ電圧指令作成手段4230と矩形波駆動時ステータ電圧指令作成手段4240とステータ電圧指令選択手段4250とから構成される。

【0152】正弦波駆動時ステータ電圧指令作成手段4230は、ステータ電流値  $i_u$ 、 $i_v$  と d 軸電流指令  $I_d^*$  と q 軸電流指令  $I_q^*$  と推定回転角度  $\theta$  と進み量  $\Delta\theta$  とが入力され、正弦波駆動時ステータ電圧指令  $v_u^*1$ 、 $v_v^*1$ 、 $v_w^*1$  をステータ電圧指令選択手段4250に出力し、推定回転角度  $\theta$  を推定回転角度進み量作成手段4008に出力する。

【0153】矩形波駆動時ステータ電圧指令作成手段4240は、ステータ電流値  $i_u$ 、 $i_v$  と回転位置信号  $CSU$ 、 $CSV$ 、 $CSW$  と q 軸電流指令  $I_q^*$  とが入力され、矩形波駆動時ステータ電圧指令  $v_u^*2$ 、 $v_v^*2$ 、 $v_w^*2$  をステータ電圧指令選択手段4250に出力する。ステータ電圧指令選択手段4250は、駆動方式切替信号  $FDrv$  と正弦波駆動時ステータ電圧指令  $v_u^*1$ 、 $v_v^*1$ 、 $v_w^*1$  と矩形波駆動時ステータ電圧指令  $v_u^*2$ 、 $v_v^*2$ 、 $v_w^*2$  とが入力され、ステータ電圧指令  $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  を駆動手段2010に出力する。

【0154】図26は実施例4のモータ制御装置における推定回転角度進み量作成手段4008の構成を示すブロック図である。図26において、推定回転角度進み量作成手段4008の時間間隔測定手段30は、第2のタイマ31を有し、回転位置信号CSU、CSV、CSWが入力され、回転位置信号割り込み信号IntCssと時間間隔CssCntとを進み量演算手段4040へ出力する。時間間隔記憶手段61は進み量演算手段4040からの時間間隔記憶値StrCssを記憶する。第3のタイマ50は、ある設定された時間ごとに第3のタイマ割り込み信号IntTm3を補正係数作成手段51へ出力する。補正係数作成手段51は第3のタイマ50の第3のタイマ割り込み信号IntTm3で起動され、時間間隔記憶値StrCssが入力され、補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値Str $\theta$ Cssとを出力する。補正係数記憶手段62は補正係数記憶値StrCorを記憶し、絶対角度記憶手段63は絶対角度記憶値Str $\theta$ Cssを記憶する。

【0155】進み量演算手段4040は、回転位置信号割り込み信号IntCssにより起動され、駆動方式切替回転数 $\omega$ drvと推定方式切替回転数 $\omega$ estと時間間隔CssCntと補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値Str $\theta$ Cssと推定回転角度 $\theta$ と第4のタイマ4210のタイマ値Tm4とが入力される。そして、進み量演算手段4040は、駆動方式切替信号FDrvと進み量 $\Delta\theta$ と推定回転角度 $\theta$ と時間間隔記憶値StrCssとを出力する。

【0156】〔実施例4の動作の詳細〕次に、実施例4のモータ制御装置における全体の動作を説明する。ロータ5が回転するとそのロータ5に接続された回転位置検出円盤4が回転し、回転位置信号発生器3U、3V、3Wに鎖交する磁束が変化する。ホールICである回転位置信号発生器3U、3V、3Wは、その磁束量が増幅され、波形整形された前述の図7に示したような回転位置信号CSU、CSV、CSWをそれぞれ出力する。図7において、角度は電気角を表し、回転位置信号CSUの立ち上がり位置を便宜上0°とする。実施例4のブラシレスモータは4極であるため、機械角180°が電気角360°にあたる（電気角＝機械角×（磁極数／2））。実施例4において、回転位置信号発生器3U、3V、3Wは互いに電気角で120°づつずれて配置されているため、回転位置信号CSU、CSV、CSWは互いに電気角で120°づつずれる。また、回転位置信号発生器3U、3V、3Wは、回転位置信号CSU、CSV、CSWのゼロクロス位置がステータ巻線1U、1V、1Wのそれぞれ誘起される誘起電圧VbemfU、VbemfV、VbemfWに比べて、30°遅れるよう配置されている。

【0157】駆動方式切替回転数設定手段28は駆動方式切替回転数 $\omega$ drvを設定し、その駆動方式切替回転

数 $\omega$ drvを推定回転角度進み量作成手段4008へ出力する。推定方法切替回転数設定手段29は推定方式切替回転数 $\omega$ estを設定し、その推定方式切替回転数 $\omega$ estを推定回転角度進み量作成手段4008に出力する。推定回転角度進み量作成手段4008は、後述の方法により、回転位置信号CSU、CSV、CSWと駆動方式切替回転数 $\omega$ drvと推定方式切替回転数 $\omega$ estと補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値Str $\theta$ Cssと推定回転角度 $\theta$ と第4のタイマ4210のタイマ値Tm4に基づき、駆動方式切替信号FDrvと進み量 $\Delta\theta$ と推定回転角度 $\theta$ と時間間隔記憶値StrCssとを出力する。

【0158】トルク指令設定手段27はトルク指令T\*を設定し、トルク／dq軸電流変換手段4025へ出力する。トルク／dq軸電流変換手段4025は、下記式（18）のように、dq軸電流指令Id\*を0とする。また、前述の実施例1の式（2）と同じように、トルク指令T\*に基づきq軸電流指令Iq\*を作成する。

$$\text{【0159】 } I_d^* \leftarrow 0 \quad \cdots \quad (18)$$

【0160】次に、図25に示した電流制御手段4020の動作を説明する。電流制御手段4020は、ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*を制御し、ステータ巻線1U、1V、1Wに所定の電流を流す。駆動方式切替信号FDrvがローレベル（FDrv＝0）のとき、矩形波状のステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*を作成し、ステータ巻線1U、1V、1Wに矩形波状の電流を流す。駆動方式切替信号FDrvがハイレベル（FDrv＝1）のとき、dq軸電流Id、q軸電流がそれぞれdq軸電流指令Id\*、q軸電流指令Iq\*になるように制御し、ステータ巻線1U、1V、1Wに正弦波状の電流を流す。以下、実施例4における電流制御手段4020における動作の詳細について説明する。

【0161】図27は実施例4における電流制御手段4020の第4のタイマ4210の動作を説明する図である。図27に示すように、第4のタイマ4210は、周波数fck4でカウントアップする。タイマ値Tm4がある設定された値CmpTm4と等しくなると、第4のタイマ4210は第4のタイマ割り込み信号IntTm4を出力し、タイマ値Tm4を0にリセットし、再びカウントアップする。ステータ電圧指令作成手段4220は、第4のタイマ割り込み信号IntTm4により起動される。矩形波駆動時ステータ電圧指令作成手段4240は、矩形波駆動時に使用するステータ電圧指令（矩形波駆動時ステータ電圧指令）vu\*2、vv\*2、vw\*2を作成する。以下、その詳細を説明する。

【0162】矩形波電流指令作成手段4241は、回転位置信号CSU、CSV、CSWとq軸電流指令Iq\*とに基づき、図7の（h）、（i）、（j）に示す矩形波状のステータ電流指令iu\*、iv\*、iw\*を作成する。矩形波状のステータ電流指令iu\*、iv\*、i

w\*は、通電区間が120°であり、波高値がq軸電流指令Iq\*であり、ステータ巻線1U、1V、1Wに誘起される誘起電圧VbemfU、VbemfV、VbemfWとの関係が図7に示す関係を有している。図7に示すように、区間(1)において回転位置信号(CSU、CSV、CSW)=(1、0、1)のとき、矩形波状のステータ電流指令(iu\*、iv\*、iw\*)=(Iq\*、-Iq\*、0)とする。また、区間(2)における回転位置信号(CSU、CSV、CSW)=(1、0、0)のとき、矩形波状のステータ電流指令(iu\*、iv\*、iw\*)=(Iq\*、0、-Iq\*)とする。区間(3)以下は図7に示すとおりである。

$$vu*2 \leftarrow (KPK+KIK/s) \times (iu*-iu) \dots (19)$$

$$vv*2 \leftarrow (KPK+KIK/s) \times (iv*-iv) \dots (20)$$

$$vw*2 \leftarrow (KPK+KIK/s) \times [iw*- \{-(iu+iv)\}] \dots (21)$$

実施例4において、sはラプラス演算子であり、1/sは積分を表す。

【0165】正弦波駆動時ステータ電圧指令作成手段4230は、正弦波駆動時に使用するステータ電圧指令(正弦波駆動時ステータ電圧指令)vu\*1、vv\*1、vw\*1を作成する。

【0166】以下、実施例4における正弦波駆動時ステータ電圧指令作成手段4230の詳細について説明する。推定回転角度制御手段4231は、推定回転角度θに進み量Δθを加算し、新しい推定回転角度θとする。※

$$Id \leftarrow \{iu \times \sin(\theta-90^\circ) - iv \times \sin(\theta+30^\circ)\} \times 2/\sqrt{3} \dots (22)$$

$$Iq \leftarrow \{iu \times \cos(\theta-90^\circ) - iv \times \cos(\theta+30^\circ)\} \times 2/\sqrt{3} \dots (23)$$

【0168】そして、下記式(24)のように、d軸電流指令Id\*からd軸電流Idを減算したものを比例ゲインKPD、積分ゲインKIDで比例積分したものをd軸電圧指令Vd\*とする。また、q軸電流指令Iq\*から

$$Vd* \leftarrow (KPD+KID/s) \times (Id*-Id) \dots (24)$$

$$Vq* \leftarrow (KPQ+KIQ/s) \times (Iq*-Iq) \dots (25)$$

【0170】2/3変換手段4233は、下記式(26)(27)(28)のように、d軸電圧指令Vd\*とq軸電圧指令Vq\*と推定回転角度θに基づき、正弦☆

$$vu* \leftarrow -Vd* \times \cos(\theta+30^\circ) + Vq* \times \sin(\theta+30^\circ) \dots (26)$$

$$vv* \leftarrow -Vd* \times \cos(\theta-90^\circ) + Vq* \times \sin(\theta-90^\circ) \dots (27)$$

$$vw* \leftarrow -Vd* \times \cos(\theta-210^\circ) + Vq* \times \sin(\theta-210^\circ) \dots (28)$$

【0172】ステータ電圧指令選択手段4250は、駆動切替信号FDrv=0で矩形波駆動をするとき、矩形波駆動時ステータ電圧指令vu\*2、vv\*2、vw\*

り、このような通電方法は120度通電型矩形波駆動と呼ばれる。

【0163】そして、下記式(19)のように、ステータ電流指令iu\*からステータ電流値iuを減算したものを比例ゲインKPK、積分ゲインKIKで比例積分したものを矩形波駆動時ステータ電流指令vu\*2とする。V相についても同様に、下記式(20)のようにする。また、W相については、下記式(21)のように、ステータ電流iuとivとの加算結果を符号を変えたものをW相のステータ電流iwとして使用する。

【0164】

※3/2変換手段4232は、下記式(22)、(23)のように、ステータ電流iu、ivと推定回転角度θに基づき、d軸電流Id、q軸電流Iqを作成する。ここで、q軸電流Iqとは、ステータ巻線1U、1V、1Wに流れる電流のうち、逆起電圧VbemfU、VbemfV、VbemfWと同一の位相をもつ電流の成分である。また、d軸電流Idを、q軸電流よりも90°位相が遅れた成分であると定義する。

【0167】

【数1】

★らq軸電流Iqを減算したものを比例ゲインKPQ、積分ゲインKIQで比例積分したものをq軸電圧指令Vq\*とする。

【0169】

☆波駆動時ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*を作成する。

【0171】

2をステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*とする。一方、駆動切替信号FDrv=1で正弦波駆動をするとき、正弦波駆動時ステータ電圧指令vu\*1、vv\*

1、 $v_w * 1$ をステータ電圧指令 $v_u *$ 、 $v_v *$ 、 $v_w *$ とする。実施例4におけるステータ巻線1U、1V、1Wに適切な電力を供給する駆動手段2010は、前述の実施例2と同様であるため、その説明を省略する。

【0173】[推定回転角度進み量作成手段4008の動作]次に、図26に示した推定回転角度進み量作成手段4008の動作について説明する。時間間隔測定手段30、第3のタイマ50、補正係数作成手段51、時間間隔記憶手段61、補正係数記憶手段62、及び絶対角度記憶手段63の動作は前述の実施例1と同様であり、その説明を省略する。

【0174】図28及び図29は、実施例4の推定回転角度進み量作成手段4008における進み量演算手段4040の動作を示すフローチャートである。進み量演算手段4040は、回転位置信号割り込み信号 $IntC_{ss}$ により起動され、図28及び図29に示す動作を行う。図26に示したように、進み量演算手段4040には、時間間隔 $C_{ss}Cnt$ 、駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ 、推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ 、補正係数記憶値 $StrCor$ 、絶対角度記憶値 $Str\theta C_{ss}$ 、推定回転角度 $\theta$ 、及び第4のタイマ4210のタイマ値 $T_{m4}$ が入力される。これらの値に基づき、進み角演算手段4040は、時間間隔記憶手段61で記憶され補正係数作成手段51で使用される時間間隔記憶値 $StrC_{ss}$ を出力する。また、進み量演算手段4040は、電流制御手段4020を制御する駆動方式切替信号 $F_{Drv}$ 、進み量 $\Delta\theta$ 、及び推定回転角度 $\theta$ が作成され出力される。

【0175】次に、図28及び図29に示したフローチャートにより、実施例4における進み量演算手段4040の動作について説明する。ステップ(S4401)において、回転位置信号割り込み信号 $IntC_{ss}$ の割り込みにより、進み量演算手段4040を起動する。ステップ(S4402)の動作は実施例1と同様であり、説明を省略する。ステップ(S4403)において、時間間隔 $C_{ss}Cnt$ と駆動方式切替時間間隔 $C_{ss}Cnt_{Drv}$ とを比較する。ここで、駆動方式切替時間間隔 $C_{ss}Cnt_{Drv}$ は、ブラシレスモータの回転数が駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ のときの時間間隔であり、駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ から計算される。ステップ(S4403)において、時間間隔 $C_{ss}Cnt$ が駆動方式切替時間間隔 $C_{ss}Cnt_{Drv}$ より小さいときステップ(S4404)へ進む。一方、時間間隔 $C_{ss}Cnt$ が駆動方式切替時間間隔 $C_{ss}Cnt_{Drv}$ より小さくないとき、ステップ(S4413)へ進む。

【0176】したがって、ステップ(S4404)以下\*

$$LpfC_{ss}Cnt \leftarrow k_{lz} \cdot Zcnt / NC_{ss} + (1 - k_{lz}) \cdot LpfC_{ss}Cnt \quad \dots (30)$$

【0179】ステップ(S4406)において、下記式(31)のように、ずれ量 $Z_{ure}$ を演算する。電流制

\*のフロー動作は、ブラシレスモータの回転数が駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ より大きいとき行われ、推定回転角度 $\theta$ による正弦波駆動を行う。一方、ステップ(S4413)以下のフロー動作は、ブラシレスモータの回転数が駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ より小さいとき行われ、回転位置信号 $C_{SU}$ 、 $C_{SV}$ 、 $C_{SW}$ による120度通電型矩形波駆動を行う。ステップ(S4404)において、時間間隔 $C_{ss}Cnt$ と推定方式切替時間間隔 $C_{ss}Cnt_{Est}$ とを比較する。ここで、推定方式切替時間間隔 $C_{ss}Cnt_{Est}$ は、ブラシレスモータの回転数が推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ のときの時間間隔であり、推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ から計算される。ステップ(S4404)において、時間間隔 $C_{ss}Cnt$ が推定方式切替時間間隔 $C_{ss}Cnt_{Est}$ より小さいとき、ステップ(S4405)へ進む。一方、時間間隔 $C_{ss}Cnt$ が推定方式切替時間間隔 $C_{ss}Cnt_{Est}$ より小さくないとき、図29のステップ(S4407)へ進む。

【0177】したがって、ステップ(S4405)以下の動作は、ブラシレスモータの回転数が推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ より大きいとき行われ、機械角1回転ごとに進み量 $\Delta\theta$ を作成する。一方、ステップ(S4407)以下の動作は、ブラシレスモータの回転数が推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ より小さいとき行われ、回転位置信号割り込み $IntC_{ss}$ ごとに進み量 $\Delta\theta$ を作成する。ステップ(S4405)において、 $i$ と0とを比較し、それぞれが等しいとき、図29のステップ(S4406)へ進む。一方、 $i$ と0が等しくないとき、図29のステップ(S4410)へ進む。従って、ステップ(S4406)の動作をするときは、回転位置信号 $C_{SU}$ の立ち上がりにおける特定の1つであり、機械角1回転あたり1回動作する。ステップ(S4406)において、下記式(30)のように、時間間隔総和 $Zcnt$ を一回転割り込み数 $NC_{ss}$ で除算し、その値に1次ディジタルLPF(ローパスフィルタ)を作用させたものをLPF後時間間隔 $LpfC_{ss}Cnt$ とする。ここで、 $k_{lz}$ は0から1までのある値に設定されたローパスフィルタの係数であり、 $k_{lz}$ が小さくなればなるほど、LPFの作用が大きくなる。また、時間間隔総和 $Zcnt$ を一回転割り込み数 $NC_{ss}$ で除算したものは機械角1回転中の時間間隔の平均であり、個別の時間間隔 $C_{ss}Cnt$ にLPFを作用させる代わりに、時間間隔の平均値を用いる。

【0178】

御手段4020の推定回転角度制御手段4231(図25)において、推定回転角度 $\theta$ は電流制御周期ごと(第

4のタイマ割り込み信号IntTm4が発生するごと)に進み量 $\Delta\theta$ だけ進められる。最後の電流制御時(最後の第4のタイマ割り込み信号IntTm4が入力されたとき)から、回転位置信号割り込み信号IntCssが入力され進み量演算手段4040(図26)が起動されるまで時間が経過しているため、ずれ量Zureを評価するにあたり、推定回転角度 $\theta$ をそのまま用いると誤差が生じる。そのため、第4のタイマ4210のタイマ値Tm4と設定値CmpTm4との比に進み量 $\Delta\theta$ を乗じ\*

$$Zure \leftarrow \theta + \Delta\theta \cdot Tm4 / CmpTm4 - \theta_0 \quad \dots (31)$$

【0181】ステップ(S4406)において、下記式(32)のように、進み量 $\Delta\theta$ は演算される。理想的に60°おきに回転位置信号割り込み信号IntCssが入力されることを考える。ロータ5が電気角で60°進むのに要する時間は、時間間隔CssCntを周波数fck2で除算(CssCnt/fck2)したものである。一方、電流制御周期(第4のタイマ割り込み信号IntTm4が入力される周期)は、設定値CmpTm4を周波数fck4で除算(CmpTm4/fck4)したものである。したがって、進み量 $\Delta\theta$ は前者の時間に 20 対する後者の時間の比に60°を乗じたもの(60°・(CmpTm4/fck4)/(CssCnt/fck1))となる。ここで、60°・CmpTm4・fck1/fck4=k $\Delta\theta$ と定義すると、進み量 $\Delta\theta$ は、 $\Delta\theta = k\Delta\theta / CssCnt$ と表される。実施例4では、※

$$\Delta\theta \leftarrow k\Delta\theta / (LpfCcssCnt + kz2 \cdot Zure)$$

【0183】ステップ(S4406)において、時間間隔総和ZCntに0を代入し、時間間隔総和ZCntを0にリセットする。ステップ(S4407)において、 30 下記式(33)のように、時間間隔CcssCntに1次デジタルLPF(ローパスフィルタ)を作用させたも★

$$LpfCcssCnt \leftarrow klc_{ss} \cdot CcssCnt + (1 - klc_{ss}) \cdot LpfCcssCnt \quad \dots (33)$$

【0185】ステップ(S4407)において、式(31)のように、ずれ量Zureを演算する。ステップ(S4407)において、下記式(34)のように、進み量 $\Delta\theta$ を演算する。実施例4では、時間間隔CcssCntにkc<sub>ss</sub>2・Zureを加算することによりずれ 40 補正を行っている。絶対回転角度 $\theta_0$ より推定回転角度 $\theta$ が進んでいるとき、ずれ量Zureは正となる。このとき、進み量 $\Delta\theta$ を小さくするように補正する。一方、絶対回転角度 $\theta_0$ より推定回転角度 $\theta$ が遅れているとき、ずれ量Zureは負となる。このとき、進み量 $\Delta\theta$ ☆

$$\Delta\theta \leftarrow k\Delta\theta / (LpfCcssCnt + kc_{ss}2 \cdot Zure) \quad \dots (34)$$

【0187】ステップ(S4408)において、正弦波駆動判断フラッグFFirstSinと1を比較する。正弦波駆動判断フラッグFFirstSinと1が等し 50

\*た結果を推定回転角度 $\theta$ に加算したもの( $\theta + \Delta\theta \cdot Tm4 / CmpTm4$ )をその時点での推定した回転角度となる。したがって、ずれ量Zureはこの加算結果から絶対回転角度 $\theta_0$ を減算したものとなる。なお、下記式(31)で用いられる進み量 $\Delta\theta$ は、前回の回転位置信号割り込み信号IntCssが入力されたときに求められたものである。

【0180】

※時間間隔CcssCntにずれ補正kz2・Zureを加算することによりずれ補正を行っている。絶対回転角度 $\theta_0$ より推定回転角度 $\theta$ が進んでいるとき、ずれ量Zureは正となる。このとき、進み量 $\Delta\theta$ を小さくするように補正する。一方、絶対回転角度 $\theta_0$ より推定回転角度 $\theta$ が遅れているとき、ずれ量Zureは負となる。このとき、進み量 $\Delta\theta$ を大きくするように補正する。ここで、kz2は機械1回転に1度だけ進み量 $\Delta\theta$ を作成するときのずれ補正ゲインである。また、ずれ量Zureは前述の[実施例1の動作の概要]において説明した式(1)の $\alpha$ に比例する。さらに、実施例4では、時間間隔CcssCntをそのまま使用せず、1次デジタルLPF(ローパスフィルタ)を作用させたLPF後時間間隔LpfCcssCntを使用する。

【0182】

... (32)

★のをLPF後時間間隔LpfCcssCntとする。ここで、klc<sub>ss</sub>は0から1までのある値に設定されたローパスフィルタの係数である。

【0184】

☆を大きくするように補正する。ここで、kc<sub>ss</sub>2は回転位置割り込み信号IntCssが入力されるごとに進み量 $\Delta\theta$ を作成するときのずれ補正ゲインであり、ずれ量Zureは前述の[実施例1の動作の概要]において説明した式(1)の $\alpha$ に比例する。さらに、実施例4では、時間間隔CcssCntをそのまま使用せず、第1次デジタルLPFを作用させたLPF後時間間隔LpfCcssCntを使用する。

【0186】

いとき、ステップ(S4409)へ進む。一方、正弦波駆動判断フラッグFFirstSinと1が等しくないとき、ステップ(S4410)へ進む。ステップ(S4



409)において、推定回転角度 $\theta$ に絶対回転角度 $\theta_0$ を代入し、正弦波駆動判断フラッグFFirstSinに0を代入する。

【0188】矩形波駆動から正弦波駆動に切り替わったときには推定回転角度 $\theta$ は不定である。このため、矩形波駆動から正弦波駆動に切り替わったときに、推定回転角度 $\theta$ を正しい値にリセットする必要がある。そこで、ステップ(S4408)、ステップ(S4409)、およびステップ(S4413)において、正弦波判断フラッグFFirstSinを用いて、矩形波駆動から正弦波駆動に切り替わったことを判断し、推定回転角度 $\theta$ に絶対回転角度 $\theta_0$ を代入する。

【0189】ステップ(S4410)において、下記式\*

$$\theta = \theta_0 - \theta_{allow} \quad ((\theta - \theta_0) < -\theta_{allow} \text{のとき}) \quad \dots (34)$$

$$\theta = \theta \quad (-\theta_{allow} \leq (\theta - \theta_0) < \theta_{allow} \text{のとき}) \quad \dots (35)$$

$$\theta = \theta_0 + \theta_{allow} \quad ((\theta - \theta_0) \geq \theta_{allow} \text{のとき}) \quad \dots (36)$$

【0191】ステップ(S4412)において、駆動方式切替信号FDrvに1を代入する。駆動方式切替信号をFDrv=1(ハイレベル)とし、推定回転角度 $\theta$ を用いた正弦波駆動を行うことを電流制御手段4020に伝える。一方、ステップ(S4413)においては、駆動方式切替信号FDrvに0を代入する。駆動方式切替信号をFDrv=0(ローレベル)とし、回転位置信号CSU、CSV、CSWを用いた120度通電型矩形波駆動することを電流制御手段4020に伝える。そして、正弦波駆動判断フラッグFFirstSinに1を代入する。

【0192】ステップ(S4414)において、進み量作成手段4040の動作は終了する。

【0193】[実施例4の効果]次に、実施例4のモータ制御装置により実現された効果を説明する。従来のモータ制御装置において、回転位置信号CSU、CSV、CSWを用いた120度通電型矩形波駆動を行うと、ステータ電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ が歪み、出力トルクの変動が大きくなり、モータの振動や騒音が大きくなるという問題があった。そこで、実施例4のモータ制御装置においては、回転位置信号割り込み信号IntCssが入力されるたびに進み量 $\Delta\theta$ を作成し、電流制御周期(第4のタイマ割り込み信号IntTm4が入力される周期)ごとに推定回転角度 $\theta$ を進み量 $\Delta\theta$ だけ進め、dq軸上で電流を制御する。これにより、正弦波状のステータ電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ をステータ巻線に流す。この結果、実施例4によれば、出力トルクの変動が小さく、モータの振動や騒音の小さいモータ制御装置を実現することができる。

【0194】また、従来のモータ制御装置においては、

\* (34) から (36) のように、推定回転角度 $\theta$ を制限する。式(34)に示すように、推定回転角度 $\theta$ から絶対回転角度 $\theta_0$ を減じた結果が $-\theta_{allow}$ より小さいとき、絶対回転角度 $\theta_0$ から $\theta_{allow}$ を減じた結果を推定回転角度 $\theta$ とする。一方、式(36)に示すように、推定回転角度 $\theta$ から絶対回転角度 $\theta_0$ を減じた結果が $\theta_{allow}$ より大きいとき、絶対回転角度 $\theta_0$ に $\theta_{allow}$ を加えた結果を推定回転角度 $\theta$ とする。上記以外の状態のとき、推定回転角度 $\theta$ は制限されない(式(35))。ここで、 $\theta_{allow}$ は制限幅を示すある設定された値である。

【0190】

実際の回転角度と推定回転角度 $\theta$ がずれていると、トルク指令 $T^*$ のとおりトルクを出力できないという問題があった。そこで、図28及び図29に示した実施例4の進み量演算手段4040のステップ(S4406)、およびステップ(S4407)においてずれ補正し、実際の回転角度と推定回転角度 $\theta$ のずれをなくした。そして、dq軸上で電流を制御し、実際の回転角度に基づいた正弦波状のステータ電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を流す。この結果、実施例4によれば、トルク指令 $T^*$ のとりの出力トルクを実現し、出力トルクの変動が小さく、モータの振動や騒音が小さいモータ制御装置を実現することができる。

【0195】また、従来のモータ制御装置において、ブラシレスモータが停止しているときは、回転位置信号割り込み信号IntCssが入力されないため、回転角度を推定できず、さらに、回転速度が小さいときは、第2のタイマ31がオーバーフローすることがあるため、回転角度を推定できないという問題があった。そこで、本発明に係る実施例4のモータ制御装置は、進み量演算手段4040中のステップ(S4403)を動作させ、ブラシレスモータの回転数が駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ より低いときは120度通電型矩形波駆動を行い、回転数が高いときは正弦波駆動を行うことにより、モータ制御装置はブラシレスモータを確実に起動させる。この結果、実施例4によれば、低回転でも確実にトルクを出力するモータ制御装置を実現することが可能となる。

【0196】また、従来のモータ制御装置において、ブラシレスモータの回転速度が速くなると、進み量演算手段4040の計算負荷が大きくなり、計算が終わる前に次の回転位置信号割り込み信号IntCssが入力さ

れ、回転角度を推定できないという問題があった。そこで、実施例4の進み量演算手段4040においてステップ(S4404)を動作させ、ブラシレスモータの回転数が推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ より低いときは回転位置信号割り込み信号 $IntC_{ss}$ ごとに進み量 $\Delta\theta$ を作成し、回転数が高いときは機械角1回転ごとに進み量 $\Delta\theta$ を作成している。これにより、実施例4によれば、回転数が高くても推定回転角度 $\theta$ を作成し、dq軸上で電流制御し、正弦波状のステータ電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を流すことにより、出力トルクの変動が小さく、モータの振動や騒音の小さいモータ制御装置を実現する。

【0197】また、前述の〔実施例１の動作の概要〕において説明したように、従来のモータ制御装置において、ホールＩＣなどの回転位置信号発生器３Ｕ、３Ｖ、３Ｗ（図１）の出力信号のばらつきや取り付け誤差、回転位置検出円盤４の着磁のばらつきなどにより、回転位置信号ＣＳＵ、ＣＳＶ、ＣＳＷにばらつきが生じることがある。このため、時間間隔ＣｓｓＣｎｔがばらつき、推定回転角度 $\theta$ がふらつき、トルクリップルが発生するという問題があった。そこで、本発明に係る実施例４の補正係数作成手段５１において、補正係数記憶値ＳｔｒＣｏｒと絶対角度記憶値Ｓｔｒ $\theta$ Ｃｓｓを作成し、進み量演算手段４０４０におけるステップ（Ｓ４０２）において時間間隔ＣｓｓＣｎｔを補正し、ステップ（Ｓ４４０６）、およびステップ（Ｓ４４０７）において絶対回転角度 $\theta$ として絶対角度記憶値Ｓｔｒ $\theta$ Ｃｓｓを用いることにより、ふらつきのない推定回転角度 $\theta$ を作成している。この結果、上記実施例４によれば、トルクリップルなくブラシレスモータを制御するモータ制御装置を実現することができる。

【0198】また、従来のモータ制御装置において、ブラシレスモータの回転数が急激に低くなると、推定回転角度 $\theta$ が進みすぎ、出力トルクが小さくなることがある。そこで、進み量演算手段4040におけるステップ(S4410)において、推定回転角度 $\theta$ を制限することにより、推定回転角度 $\theta$ が大幅にずれることを防止している。この結果、実施例4によれば、ブラシレスモータに確実にトルクを出力させるモータ制御装置を実現することができる。

【０１９９】また、前述の実施例１、実施例２、及び実施例３において、回転位置信号割り込み信号  $IntCs$  を逡倍化し、推定回転角度  $\theta$  を  $\theta step$  ごとに進めたため、推定回転角度  $\theta$  の分解能は  $\theta step$  であった。したがって、分解能を上げるためには、逡倍数を大きくしなければならないが、第１のタイマ割り込み信号  $IntTm1$  が多くなり、CPUの負荷が大きくなるため、ある程度以上は大きくできず、推定回転角度  $\theta$  の分解能には限界があった。そこで、実施例４の進み量演算手段４０４０において進み量  $\Delta\theta$  を作成し、電流制御手段４０２０の推定回転角度制御手段４２３１において推

定回転角度  $\theta$  を進み量  $\Delta \theta$  だけ進めることにより、分解能を上げることができる。そして、さらにきれいな正弦波状のステータ電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  を実現し、さらにトルクリプルを小さくしてブラシレスモータを制御するモータ制御装置を実現することができる。

【0200】また、前述の実施例1、実施例2、及び実施例3においては、時間間隔C s s C n tをそのまま用いたため、回転位置信号C S U、C S V、C S Wにノイズがのったとき、推定回転角度 $\theta$ が大きくずれ、出力トルクが急変することがあった。そこで、実施例4の進み量演算手段4040においては、進み量 $\Delta\theta$ を求めるとき、ローパスフィルタを作用させた時間間隔C s s C n tを用いることにより、ノイズの影響を少なくしている。したがって、回転位置信号C S U、C S V、C S Wにノイズがのっても、安定したトルクを出力するモータの制御装置を実現することができる。

【0201】また、前述の実施例1、実施例2、及び実施例3において、補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値Str $\theta$ Cssが収束するまでは、回転位置信号CSU、CSV、CSWのばらつきにより、推定回転角度 $\theta$ がばらつき、トルクリップルが発生することがあった。そこで、実施例4の進み量演算手段4040において進み量 $\Delta\theta$ を求めるとき、時間間隔CcssCntにローパスフィルタを作用させ、ずれ量Zureを求め進み量 $\Delta\theta$ を補正することにより、連続的に推定回転角度 $\theta$ を変化させている。したがって、補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値Str $\theta$ Cssが収束していないときも、トルクリップルを小さくしてブラシレスモータを制御するモータ制御装置を実現することができ

る。なお、前述の実施例３と実施例４の各構成を組み合わせることでモータ制御装置を得ることもできる。このようにモータ制御装置を構成することにより、製品出荷前にモータ制御装置の時間間隔等を補正することができるとともに、製品稼働時においても常に補正して安定した出力トルクを発生させることができる高精度の電流指令を用いたモータ制御装置を得ることができる。

【0202】《実施例5》次に、本発明のモータ制御装置の実施例5について添付の図面を参照して説明する。前述の実施例4では、ある周期ごとに電流制御を行うモータ制御装置の例を示したが、実施例5のモータ制御装置はある周期ごとに電圧制御するものである。実施例5のモータ制御装置は、簡単な構成の電圧制御手段5020を用い、実施例4において用いた電流センサ2U、2Vを削除して低コスト化を図ったものである。

【0203】[実施例5の構成と動作] まず、実施例5のモータ制御装置の全体の構成について説明する。図30は実施例5のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図30において、ブラシレスモータ9と推定回転角度進み量作成手段4008とトルク指令設定手段27と駆動方式切替回転数設定手段28と推定方式切替回

転数設定手段29とは前述の実施例4と同様であり、実施例4の説明を援用して、その説明を省略する。また、実施例5においては、実施例4と比較して、トルク/d q軸電流指令変換手段4025と電圧制御手段4020とがそれぞれトルク/d q軸電圧変換手段5025と電圧制御手段5020とに置き換わっている。

【0204】トルク/d q軸電圧変換手段5025には、トルク指令設定手段27のトルク指令T\*が入力される。トルク/d q軸電圧変換手段5025は、下記式(37)のように、d軸電圧指令Vd\*を0とする。前述の実施例2の式(11)のように、トルク指令T\*に基づきq軸電圧指令Vq\*を作成する。そして、電圧制御手段5020にd軸電圧指令Vd\*とq軸電圧指令Vq\*とを出力する。

【0205】 $Vd* \leftarrow 0 \quad \dots \quad (37)$

【0206】電圧制御手段5020には、回転位置信号CSU、CSV、CSWとd軸電圧指令Vd\*とq軸電圧指令Vq\*と駆動方式切替信号FDrvと進み量 $\Delta\theta$ と推定回転角度 $\theta$ が入力される。そして、電圧制御手段5020は、ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*を駆動手段2010へ出力し、推定回転角度 $\theta$ と第4のタイマ4210(図25)のタイマ値Tm4とを推定回転角度進み量作成手段4008に出力する。

【0207】図31は、実施例5のモータ制御装置における電圧制御手段5020の構成を示すブロック図である。図31において、電圧制御手段5020は、第4のタイマ4210とステータ電圧指令作成手段5220とから構成される。第4のタイマ4210は、前述の実施例4と同じであるため、実施例4の説明を援用し、重複する説明を省略する。

【0208】ステータ電圧指令作成手段5220は、第4のタイマ割り込み信号IntTm4により起動され、d軸電圧指令Vd\*とq軸電圧指令Vq\*と推定回転角度 $\theta$ と進み量 $\Delta\theta$ と回転位置信号CSU、CSV、CSWと駆動方式切替信号FDrvが入力される。そして、ステータ電圧指令作成手段5220は、ステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*と推定回転角度 $\theta$ とを出力する。ステータ電圧指令作成手段5220は、正弦波駆動時ステータ電圧指令作成手段5230と矩形波駆動時ステータ電圧指令作成手段5240とステータ電圧指令選択手段4250とから構成される。

【0209】矩形波駆動時ステータ電圧指令作成手段5240は、回転位置信号CSU、CSV、CSWとq軸電圧指令Vq\*が入力され、矩形波駆動時に使用するステータ電圧指令(矩形波駆動時ステータ電圧指令)vu\*2、vv\*2、vw\*2を作成する。矩形波駆動時ステータ電圧指令vu\*2、vv\*2、vw\*2は、前述の実施例2において矩形波駆動時に作成されるステータ電圧指令vu\*、vv\*、vw\*と同様のものである。したがって、矩形波駆動時ステータ電圧指令vu\*2、

vv\*2、vw\*2の説明はここでは省略する。

【0210】正弦波駆動時ステータ電圧指令作成手段5230には、前述の実施例4における正弦波駆動時ステータ電圧指令値作成手段4230の推定回転角度制御手段4231と2/3変換手段4233とが設けられている。また、実施例5においては、トルク/d q軸電圧変換手段5025で作成されたd軸電圧指令Vd\*とq軸電圧指令Vq\*が直接2/3変換手段4233に入力されるよう構成されている以外は前述の実施例4と同様の構成である。したがって、正弦波駆動時ステータ電圧指令作成手段5230の説明はここでは省略する。ステータ電圧指令選択手段4250は、前述の実施例4と同様であり、その説明を省略する。

【0211】[実施例5の効果] 実施例5においても回転位置信号割り込み信号IntCssごとに進み量 $\Delta\theta$ を演算し、電圧制御手段5040において電圧制御周期ごと(第4のタイマ割り込み信号IntTm4が入力されるごと)に推定回転角度 $\theta$ を進めることにより、前述の実施例4で実現された効果と同様の効果を実現する。

【0212】なお、前述の実施例3と実施例5の各構成を組み合わせることでモータ制御装置を得ることもできる。このようにモータ制御装置を構成することにより、製品出荷前にモータ制御装置の時間間隔等を補正することができるとともに、製品稼働時においても常に補正して出力トルクを安定して発生させることができる高精度の電圧指令を用いたモータ制御装置を得ることができる。また、前述の実施例4及び実施例5において、図28に示したステップ(S402)で、時間間隔CssCntを補正するCSばらつき補正を行った。ここで、本質的に時間間隔CssCntを補正する動作があれば、本発明に含まれる。例えば、図29に示したステップ(S4407)において、kd $\theta$ を補正する構成でもよい。

【0213】前述の実施例1から実施例5においては、補正係数記憶値StrCorと絶対位置記憶値Str $\theta$ Cssの両方を用いて制御した。しかし、本発明のモータ制御装置は、どちらか一方だけを記憶し、使用するとき、他方を計算して求めてもよい。両方を記憶すると演算時間を短くすることができる効果があり、片方を記憶すると記憶領域を小さくすることができる効果がある。このように、補正係数として、少なくとも回転角度の比(補正係数記憶値StrCor)と回転位置自身(絶対位置記憶値Str $\theta$ Css)との1つを用いればよく、本発明のモータ制御装置は少なくともどちらかが記憶されている構成であればよい。

【0214】前述の実施例1から実施例5において、回転位置信号CSU、CSV、CSWの全てのエッジ間の時間を時間間隔として測定し、全てのエッジ発生時で処理を行った例で示したが、本発明はこれに限定されるものではなく、例えば、エッジの1つおきで時間間隔を測定し、処理を行ったり、立ち上がりエッジのみで時間間

隔を測定し、処理を行ってもよい。このようにすることにより、演算処理時間を短くすることができ、演算速度の遅いCPUを用いたときも、制御を行うことができる。

【0215】前述の実施例1から実施例5において、図10及び図11に示したタイマ比較値作成手段40、又は図28及び図29に示した進み量演算手段4040中のステップ(S403)、(S4403)において駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ により駆動方式を切り替えたのち、ステップ(S404)、(S4404)において推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ により推定方式を切り替えたが、ステップ(S403)、(S4403)と(S404)(S4404)の順序を入れ替えてもよい。このように処理することにより、特に、回転数が高いとき、判断の処理が少なくなるため有効である。

【0216】前述の実施例1、実施例2、実施例4、及び実施例5において、図13に示した補正係数作成手段51のステップ(S513)において、ある程度回転数が高いときに、補正係数記憶値 $StrCor$ と絶対角度記憶値 $Str\theta Css$ とを作成したが、回転数がある範囲にあるときに、補正係数記憶値 $StrCor$ と絶対角度記憶値 $Str\theta Css$ とを作成してもよい。特に、ある特定の回転数において共振が発生する場合、この回転数範囲を避ける効果がある。また、ステップ(S514)において、前回と今回の時間間隔を用いて回転数変動が小さいとき補正係数記憶値 $StrCor$ と絶対角度記憶値 $Str\theta Css$ とを作成したが、前回値以前の時間間隔も記憶しておき複数回だけ回転数変動がなかったら補正係数記憶値 $StrCor$ と絶対角度記憶値 $Str\theta Css$ とを作成するとさらに精度のよい補正を実現することが可能となる。

【0217】前述の実施例1から実施例3において、第1のタイマ70の周波数 $fc k 1$ を第2のタイマ31の周波数 $fc k 2$ の整数倍とし、逡倍化した例で説明した。しかし、本発明のモータ制御装置は、第1のタイマ70の周波数 $fc k 1$ と第2のタイマ31の周波数 $fc k 2$ を等しくし、第2のタイマ31により時間間隔 $CssCnt$ を測定し、タイマ比較値作成手段40において時間間隔 $CssCnt$ を逡倍数で除算した値をタイマ比較値 $CmpTm1$ とし、第1のタイマ70でタイマ比較値 $CmpTm1$ までカウントアップすることで逡倍化してもよい。

【0218】前述の実施例1から実施例5において、ブラシレスモータの回転数が通電方式切替回転数 $\omega_{drv}$ より低いとき回転位置信号に基づき120度通電型矩形波駆動を行い、回転数が通電方式切替回転数 $\omega_{drv}$ より高いとき推定回転角度に基づき正弦波駆動をしたが、通電方式切替回転数 $\omega_{drv}$ にヒステリシスを設け、第1の通電方式切替回転数 $\omega_{drv1}$ において120度通電型矩形波駆動から正弦波駆動に切り替え、第2の通電

方式切り替え回転数 $\omega_{drv2}$ において正弦波駆動から120度通電型矩形波駆動に切り替え、第1の通電方式切替回転数 $\omega_{drv1}$ を第2の通電方式切替回転数 $\omega_{drv2}$ より大きくしてもよい。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置は、特に、ブラシレスモータの回転数が駆動方式切替回転数 $\omega_{drv}$ 付近であるとき、駆動方式が頻繁に切り替わるのを防止し、制御が安定する。

【0219】また、推定方式切替回転数設定手段29の推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ についても同様である。つまり、上記実施例1から実施例5においては、ブラシレスモータの回転数が推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ より低いとき回転位置信号割り込み信号 $IntCss$ が入力されるたびにタイマ比較値 $CmpTm1$ や進み量 $\Delta\theta$ を作成し、回転数が推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ より高いとき回転角1回転ごとにタイマ比較値 $CmpTm1$ や進み量 $\Delta\theta$ を作成した。しかし、本発明のモータ制御装置は、推定方式回転数 $\omega_{est}$ にヒステリシスを設け、第1の推定方式切替回転数 $\omega_{est1}$ において回転位置信号割り込み $IntCss$ の入力ごとのタイマ比較値 $CmpTm1$ や進み量 $\Delta\theta$ の作成から回転角1回転ごとのタイマ比較値 $CmpTm1$ や進み量 $\Delta\theta$ の作成に切り替え、第2の推定方式切り替え回転数 $\omega_{est2}$ において回転角1回転ごとのタイマ比較値 $CmpTm1$ や進み量 $\Delta\theta$ の作成から回転位置信号割り込み信号 $IntCss$ の入力ごとのタイマ比較値 $CmpTm1$ や進み量 $\Delta\theta$ の作成に切り替え、第1の推定方式切替回転数 $\omega_{est1}$ を第2の推定方式切替回転数 $\omega_{est2}$ より大きくしてもよい。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置は、特に、ブラシレスモータの回転数が推定方式切替回転数 $\omega_{est}$ 付近であるとき、推定方式が頻繁に切り替わるのを防止し、制御が安定する効果がある。

【0220】前述の実施例において、120度通電型矩形波駆動時と正弦波駆動時のステータ電流指令 $i u *$ 、 $i v *$ 、 $i w *$ 、またはステータ電圧指令 $v u *$ 、 $v v *$ 、 $v w *$ の波高値が等しい場合には、120度通電型矩形波駆動時のほうが実効値が大きく、120度通電型矩形波駆動時のほうが平均出力トルクが大きくなる。そこで、本発明のモータ制御装置は、切替の前後で平均出力トルクを等しくするため、120度通電型矩形波駆動時の波高値を小さくするように補正してもよい。

【0221】前述の実施例1から実施例5において、低回転時に120度通電型矩形波駆動の構成で示したが、本発明のモータ制御装置は、低回転時も正弦波駆動する構成でも前述の実施例と同様の効果を奏する。このような構成は、起動トルクがあまり必要でない場合に可能であり、この場合には停止時の回転角度を回転位置信号 $C S U$ 、 $C S V$ 、 $C S W$ の組み合わせで表される中間の回転角度とする。

【0222】前述の実施例1、実施例2、実施例4、及び実施例5では高速時に機械角1回転ごとにタイマ比較値CmpTm1や進み量 $\Delta\theta$ を更新し、実施例3では高速時に電気角1回転ごとにタイマ比較値CmpTm1を更新しており、低速時に回転位置信号割り込み信号IntCssごとにタイマ比較値CmpTm1や進み量 $\Delta\theta$ を更新した例で示した。しかし、本発明のモータ制御装置は、高速時にも回転位置信号割り込みIntCssごとにタイマ比較値CmpTm1や進み量 $\Delta\theta$ を更新する構成でも上記実施例と同様の効果を奏する。このような構成は、高速のCPUを用いたときに可能である。

【0223】前述の実施例1から実施例3において、時間間隔記憶値StrCssから加速度を計算し、加速度が正のときタイマ比較値CmpTm1を減らすように補正し、加速度が負のときタイマ比較値CmpTm1を増やすように補正すると、さらに精度よく出力トルクを発生させることができる。また、実施例4及び実施例5において、時間間隔記憶値StrCssから加速度を計算し、加速度が正のとき進み量 $\Delta\theta$ を大きくするように補正し、加速度が負のとき進み量 $\Delta\theta$ を小さくするように補正すると、さらに精度よく出力トルクを発生させることができる。

【0224】前述の実施例1から実施例3において、トルク指令T\*が増加したときタイマ比較値CmpTm1を減らすように補正し、トルク指令T\*が減少したときタイマ比較値CmpTm1を増やすように補正すると、さらに安定した出力トルクを発生させることができる。また、実施例4及び実施例5において、トルク指令T\*が増加したとき進み量 $\Delta\theta$ を大きくするように補正し、トルク指令T\*が減少したとき進み量 $\Delta\theta$ を小さくするように補正すると、さらに安定した出力トルクを発生させることができる。前述の実施例4においては、矩形波駆動時にステータ電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を電流指令 $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ に追従するように、単純に比例積分制御した。このため、ブラシレスモータが高速回転となったとき、出力トルクが減少するという問題がある。そこで、実施例4のモータ制御装置において、回転位置信号割り込み信号IntCssが入力され、ステータ電流指令が変化するとき、積分項を引き継ぐように構成すると、例えば、図7の $i=2$ のとき、u相の積分項( $K_{IK} \cdot (i_u^* - i_u) / s$ )をv相の積分項( $K_{IK} \cdot (i_v^* - i_v) / s$ )に代入するなど、ブラシレスモータは高速回転となっても出力トルクが減少することがなくなる。また、前述の実施例4において、矩形波駆動／正弦波駆動の切り替え時に、積分項を引き継ぐように構成すると、例えば、図7の $i=2$ のとき、矩形波駆動から正弦波駆動に切り替えたとき、矩形波駆動時の積分項( $K_{IK} \cdot (i_u^* - i_u) / s$ )を正弦波駆動時のq軸の積分項( $K_{IQ} \cdot (i_q^* - i_q) / s$ )に代入するなど、切り替え時の出力トルクの落ち込みを減少さ

せることができる。前述の実施例1から実施例5において、回転数を制御するとき、図10に示すステップ(S402)において補正係数記憶値StrCorにより補正された時間間隔CssCntである設定された値を除算したものを回転数として用いればよい。また、前述の実施例4及び実施例5においては、回転数を制御するとき、LPF後時間間隔LpfCssCntである設定された値を除算したものを回転数として用いてもよい。

【0225】前述の実施例4及び実施例5において、電流制御手段4020や電圧制御手段5020は、ある設定された一定の周期で電流または電圧を制御したが、回転数などで制御周期を可変にしてもよい。また、前述の各実施例においては、q軸電流指令 $I_q^*$ 、またはq軸電圧指令 $V_q^*$ のみを用いて、電流位相を固定して制御したが、d軸電流指令 $I_d^*$ 、d軸電圧指令 $V_d^*$ を用いても前述の実施例と同様の効果を奏する。また、本発明のモータ制御装置においては、回転数などにに基づき電流位相を変化させるときでも前述の実施例と同様の効果を奏する。埋め込み磁石型モータにおいて電流位相を進めて出力トルクを増加させるときに用いても本発明は有効である。さらに、本発明はブラシレスモータを高速回転させる弱め界磁制御を行うときに用いても有効であり、制御遅れによる位相補償を行うときに用いても有効である。

【0226】前述の実施例1から実施例3において、3相のステータ電流を測定したが、2相を測定し、残りの1相を他の2相に基づき求めても前述の実施例と同様の効果を奏する。本発明のモータ制御装置は、駆動素子はIGBTに限定されず、MOS-FETやバイポーラトランジスタなどの他の駆動素子を用いてもよい。また、本発明のモータ制御装置は、回転位置信号発生器3U、3V、3WはホールICに限定されず、ホール素子、MR素子、インダクタンス検出素子などでもよい。さらに、回転位置信号発生器3U、3V、3Wはモータに取り付けられていなくてもよい。例えば、中性点や疑似中性点と各相間の電圧にLPFをかけ波形整形したものを回転位置信号CSU、CSV、CSWとしてもよい。このように、回転位置信号CSU、CSV、CSWがロータ5の回転位置を示すものであれば、本発明のモータ制御装置に含まれる。

【0227】本発明のモータ制御装置は、正弦波駆動時に発生するステータ電流指令、またはステータ電圧指令は正弦波でなくてもよく、台形波状のものや、高調波を含むものでもよい。特に、誘起電圧に高調波が含まれるときは、ステータ電流指令に高調波を含めることで、トルクリップルを減らす効果がある。前述の各記実施例のモータ制御装置は3相4極ブラシレスモータを制御する構成で示したが、本発明はこれに限定されるものではなく、多相のモータに適用することができ、磁極数は2、または6以上のモータでもよい。また、本発明はブラシ

レスモータの制御に限定されるものでなく、シンクロナスリラクタンスモータなど他のモータの制御に適用することができる。さらに、本発明のブラシレスモータにおける表面磁石型モータだけに限定されず、埋め込み磁石型モータに用いることができる。

#### 【0228】

【発明の効果】以上のように、本発明によれば、実際の回転角度に基づいた正弦波状のステータ電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  を流して、出力トルクの変動が小さく、ブラシレスモータの振動や騒音の小さいモータ制御装置を実現することができる。また、本発明によれば、停止時、および回転数が低いときは120度通電型矩形波駆動を行い、回転数が高いときは正弦波駆動を行うことにより、確実に起動するとともに、低回転でも確実にトルクを安定して出力するモータ制御装置を実現することができる。

【0229】さらに、本発明によれば、高速時に回転角1回転ごとにタイマ比較値を更新することにより、高速時においても正弦波状のステータ電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  を流すことにより、出力トルクの変動が小さく、モータの振動や騒音の小さいモータ制御装置を実現することができる。また、本発明によれば、回転位置信号CSU、CSV、CSWにばらつきがあるときでも、補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値Str $\theta$ Cssを作成し、タイマ時間間隔CscCntを補正することにより、ふらつきのない推定回転角度 $\theta$ を作成し、トルクリップルなくブラシレスモータを精度高く駆動制御することができるモータ制御装置を実現できる。

【0230】さらに、本発明によれば、進み量 $\Delta\theta$ の分解能を高くすることにより、分解能よく推定回転角度を作成することができるとともに、さらに、トルクリップルなくブラシレスモータを駆動制御することができるモータ制御装置を実現できる。また、本発明によれば、進み量 $\Delta\theta$ を求めるとき、時間間隔CscCntにローパスフィルタを作用させ、ずれ量Zureを求め進み量 $\Delta\theta$ を補正することにより、補正係数記憶値StrCorと絶対角度記憶値Str $\theta$ Cssが収束していないときも、トルクリップルを小さくしてブラシレスモータを制御するモータ制御装置を実現できる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例1におけるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】実施例1におけるモータ制御装置の駆動手段の回路構成図である。

【図3】実施例1におけるモータ制御装置の推定回転角度制御手段の構成を示すブロック図である。

【図4】逓倍方式と推定回転角度のずれ補正方式を説明する概念図である。

【図5】推定回転角度と実際の回転角度とのずれの大きさの評価方法を説明する概念図である。

【図6】回転位置信号のばらつき補正方式を説明する表である。

【図7】実施例1におけるステータ巻線に誘起される誘起電圧と回転位置信号と回転位置信号割り込み信号と矩形波駆動時のステータ電流指令と正弦波駆動時のステータ電流指令との関係を示す波形図である。

【図8】実施例1における駆動素子制御手段の回路構成図である。

【図9】実施例1における第2のタイマの動作を示す概念図である。

【図10】実施例1におけるタイマ比較値作成手段の動作を示すフローチャートである。

【図11】実施例1におけるタイマ比較値作成手段の動作を示すフローチャートである。

【図12】実施例1における第3のタイマの動作を示す概念図である。

【図13】実施例1における補正係数作成手段の動作を示すフローチャートである。

【図14】実施例1における第1のタイマの動作を示す概念図である。

【図15】実施例1における第1のタイマ割り込みにより起動される回転角度更新手段の動作を示すフローチャートである。

【図16】実施例1における回転角度更新リセット割り込みにより起動される回転角度更新手段の動作を示すフローチャートである。

【図17】本発明の実施例2におけるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図18】実施例2におけるモータ制御装置の駆動手段の回路構成図である。

【図19】実施例2におけるステータ巻線に誘起される誘起電圧と回転位置信号と回転位置信号割り込み信号と矩形波駆動時のステータ電圧指令と正弦波駆動時のステータ電圧指令との関係を示す波形図である。

【図20】実施例2における駆動素子制御手段の回路構成図である。

【図21】本発明の実施例3におけるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図22】実施例3におけるモータ制御装置の推定回転角度制御手段の構成を示すブロック図である。

【図23】実施例3における補正係数作成手段の動作を示すフローチャートである。

【図24】本発明の実施例4におけるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図25】実施例4におけるモータ制御装置の電流制御手段の構成を示すブロック図である。

【図26】実施例4におけるモータ制御装置の推定回転角度進み量作成手段の構成を示すブロック図である。

【図27】実施例4における第4のタイマの動作を示す概念図である。

【図 2 8】実施例 4 における進み量演算手段の動作を示すフローチャートである。

【図 2 9】実施例 4 における進み量演算手段の動作を示すフローチャートである。

【図 3 0】本発明の実施例 5 におけるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 3 1】実施例 5 におけるモータ制御装置の電圧制御手段の構成を示すブロック図である。

【図 3 2】従来の技術におけるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

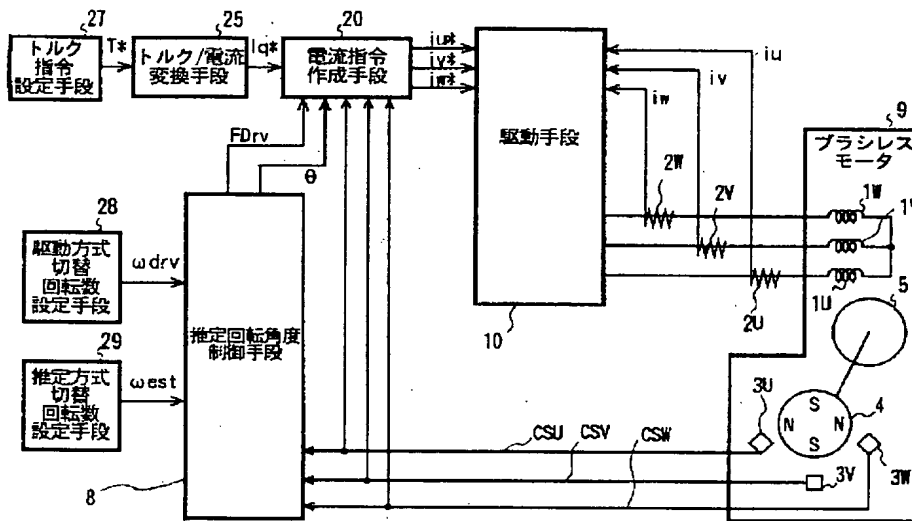
【図 3 3】従来の技術における逡倍手段の構成図である。

【符号の説明】

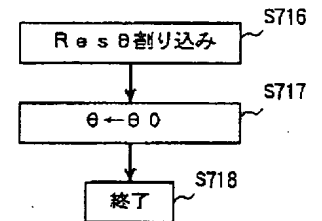
- 1 U、1 V、1 W ステータ巻線  
3 U、3 V、3 W 回転位置信号発生器  
4 回転位置検出円盤

- 5 ロータ  
8 推定回転角度制御手段  
9 ブラシレスモータ  
10 駆動手段  
20 電流指令作成手段  
25 トルク/電流変換手段  
27 トルク指令設定手段  
28 駆動方式切替回転数設定手段  
29 推定方式切替回転数設定手段  
10 30 時間間隔測定手段  
40 タイマ比較値作成手段  
51 補正係数作成手段  
61 時間間隔記憶手段  
62 補正係数記憶手段  
63 絶対角度記憶手段  
71 回転角度更新手段

【図 1】



【図 1 6】



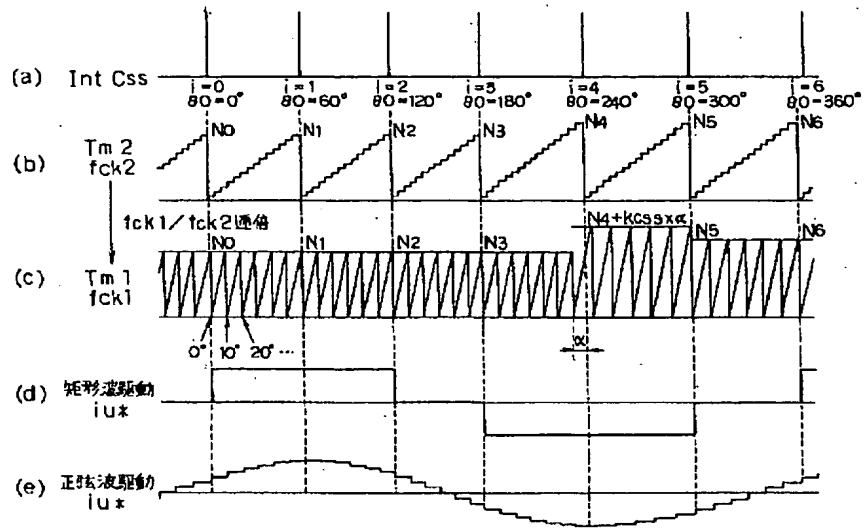
【図 6】

i	0	1	2	3	4	5
定常時平均時間間隔	30	30	30	30	30	30
定常時時間間隔	28	32	33	27	31	29
補正係数 StrCor[i]	30/28	30/32	30/33	30/27	30/31	30/29
時間間隔 CssCnt	112	128	132	108	124	116
補正後時間間隔	$112 \cdot 30 / 28 = 120$	$128 \cdot 30 / 32 = 120$	$132 \cdot 30 / 33 = 120$	$108 \cdot 30 / 27 = 120$	$124 \cdot 30 / 31 = 120$	$116 \cdot 30 / 29 = 120$
回転角度	0°	60°	120°	180°	240°	300°
補正後回転角度 (絶対角度) StrθCss[i]	0°	64°	130°	184°	246°	304°

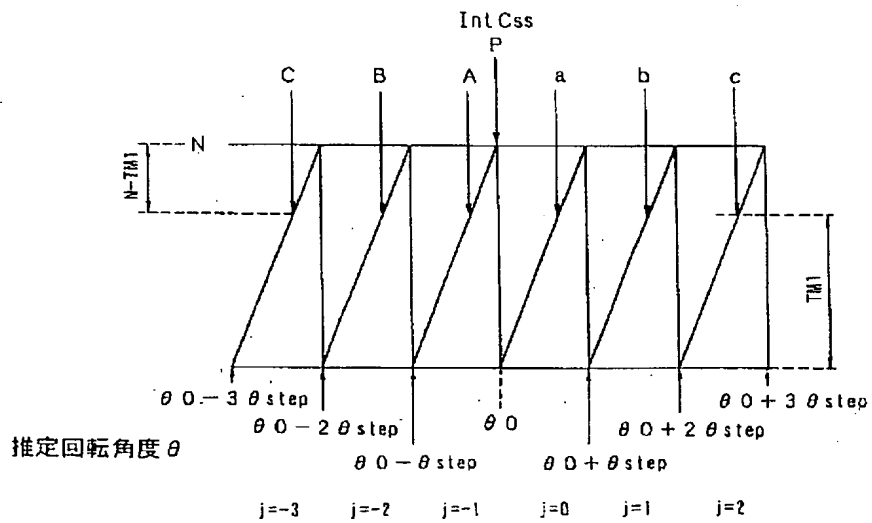
[illegible]



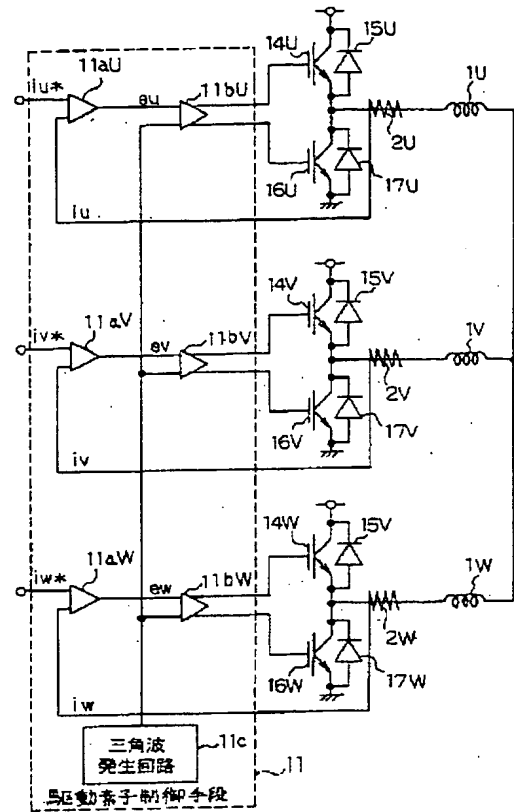
【図4】



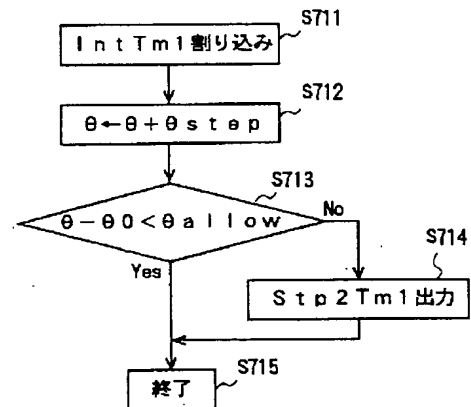
【図5】



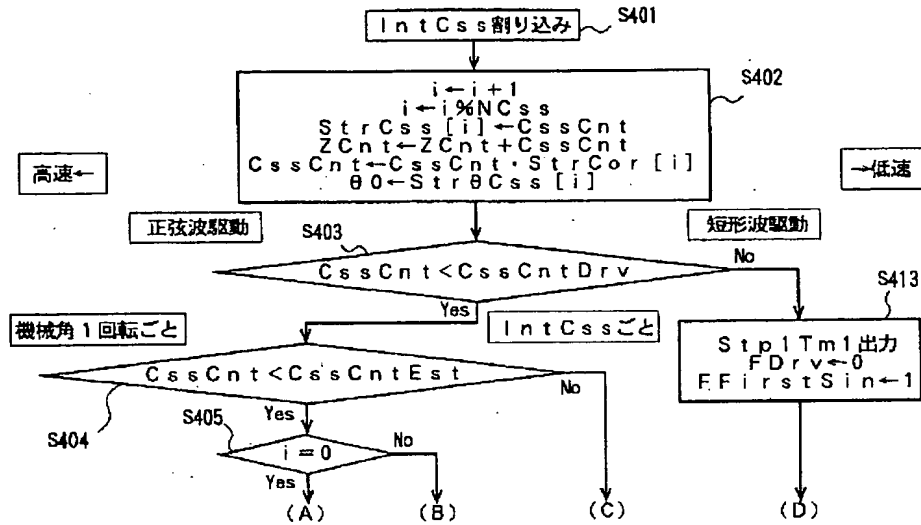
【图8】



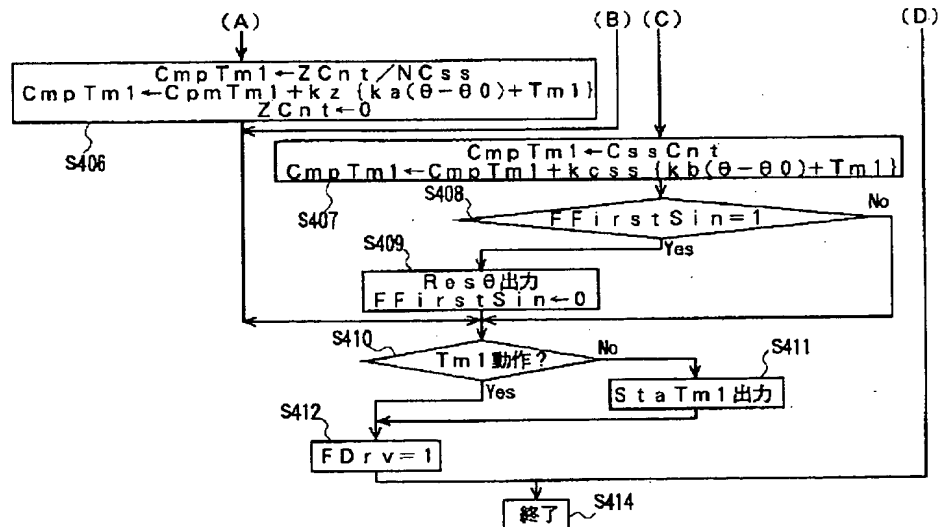
【図 15】



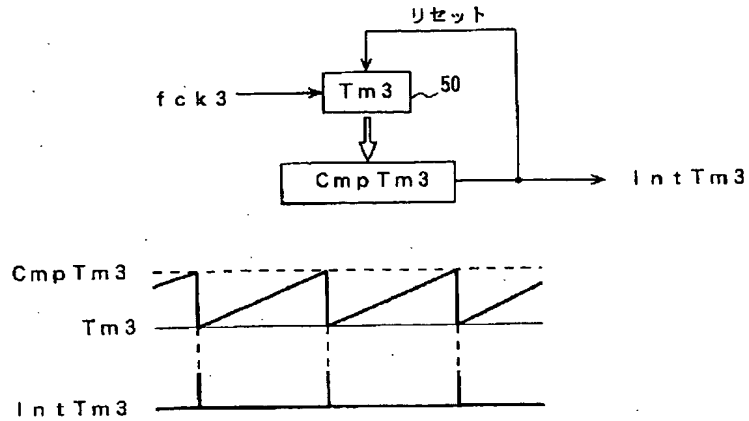
【図10】



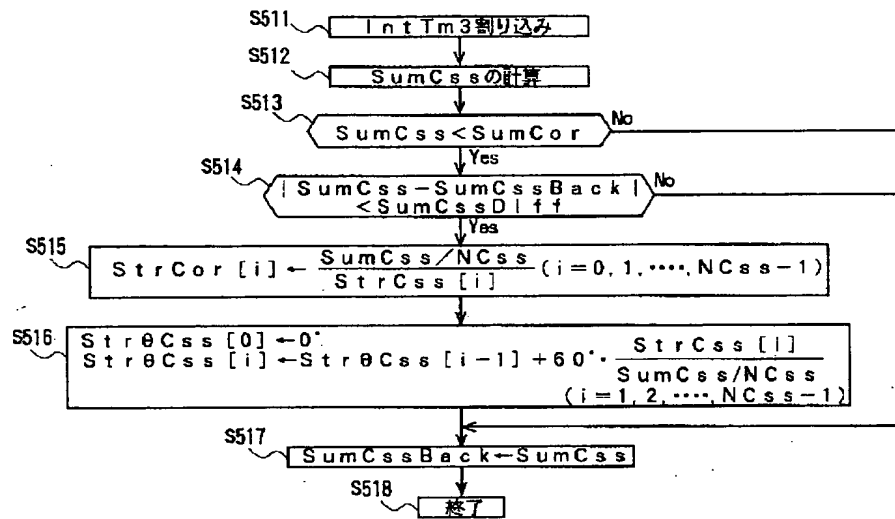
【図11】



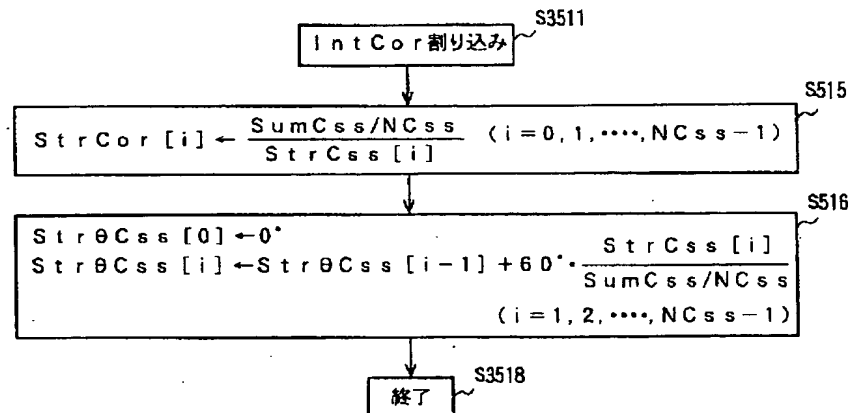
【図12】



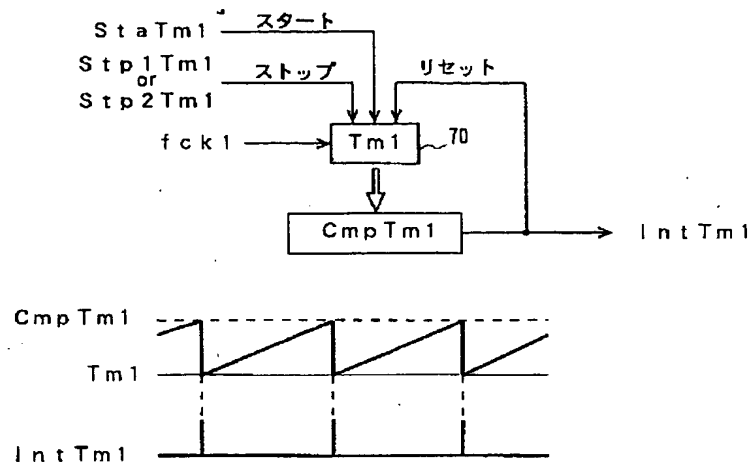
【図13】



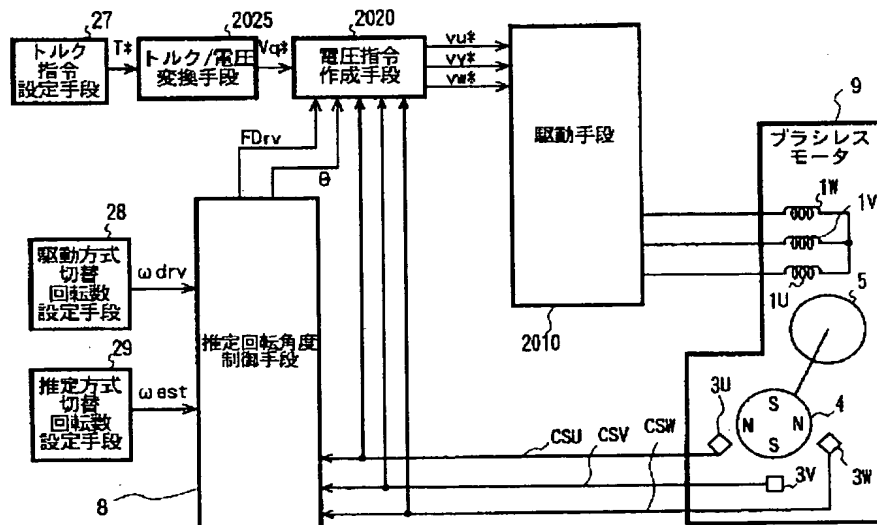
【図23】



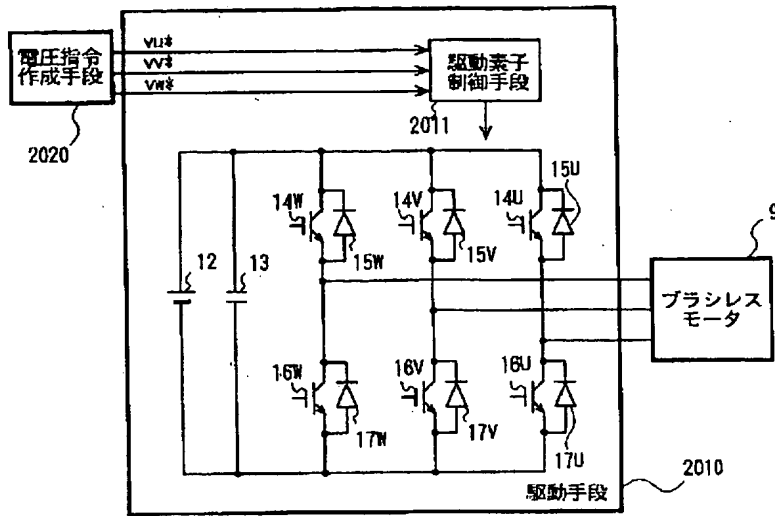
【図 14】



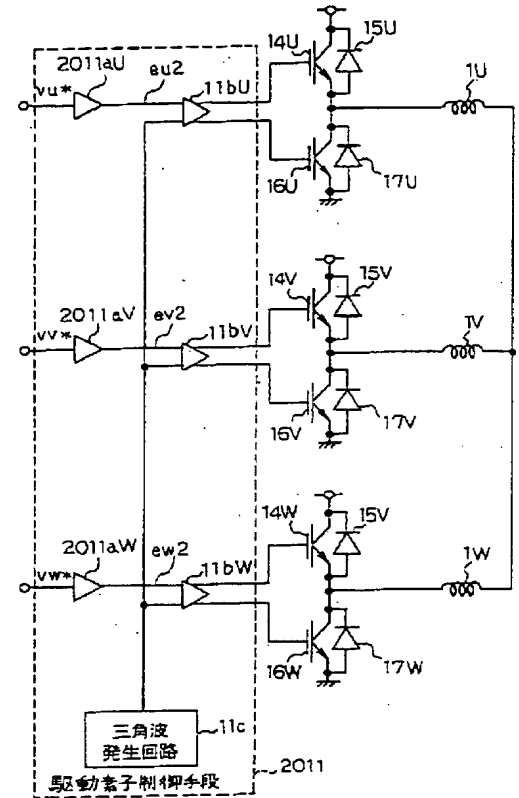
【図 17】



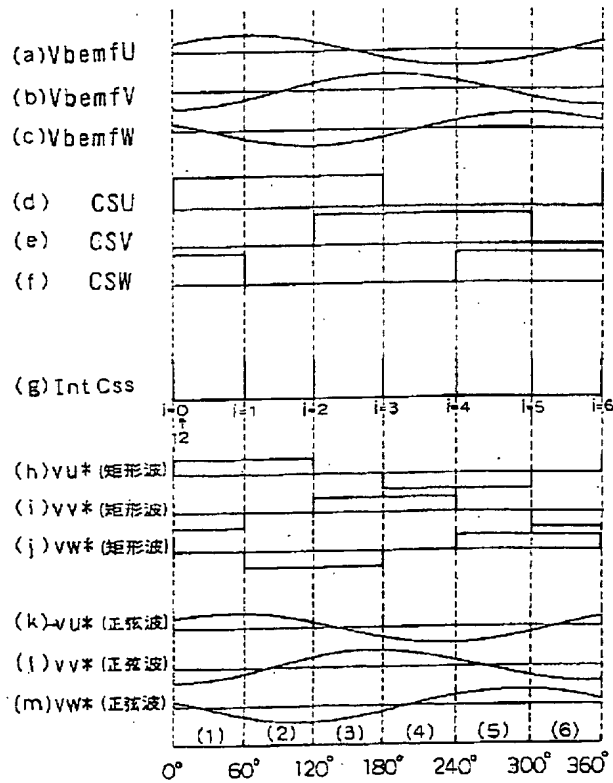
【図 18】



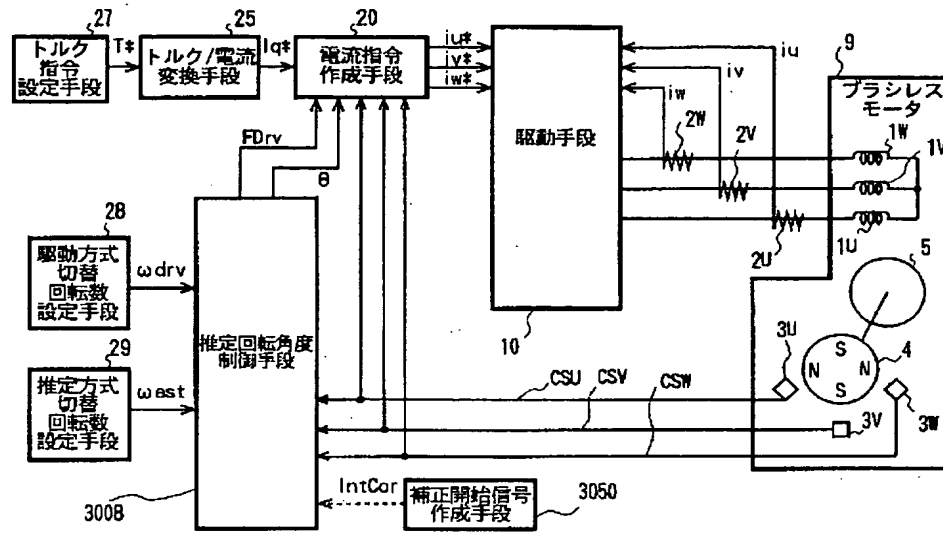
【図 20】



【図 19】



【図21】



【図22】

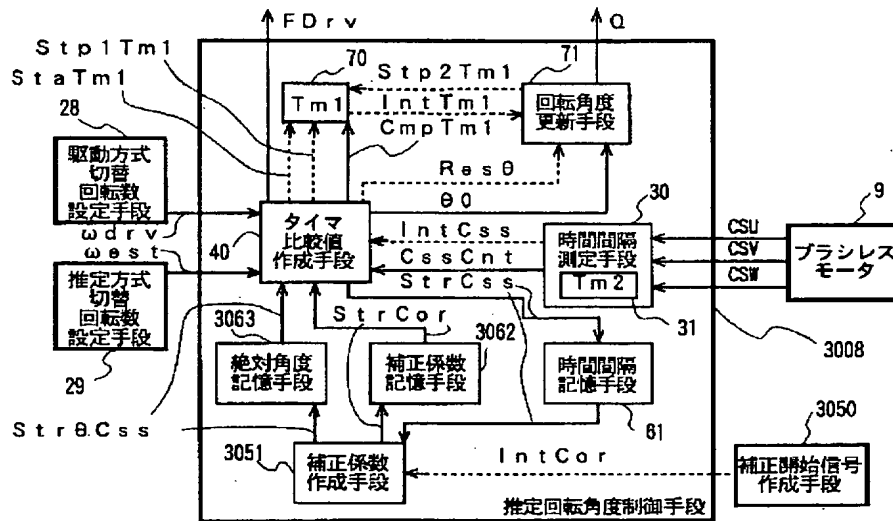
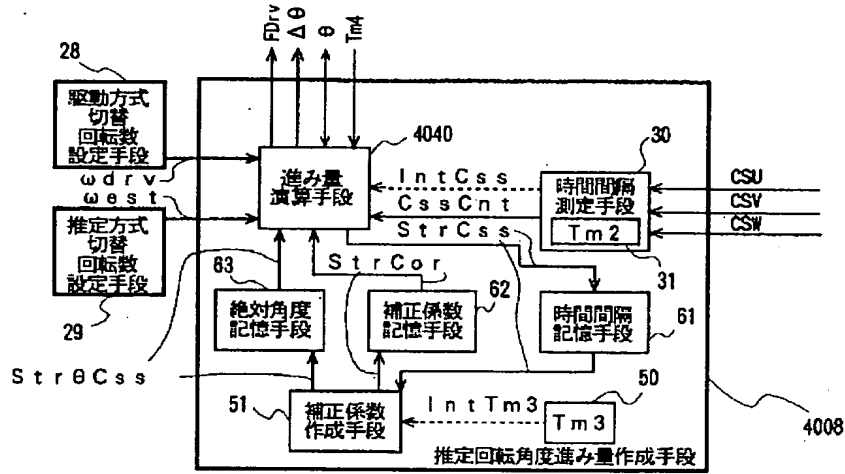


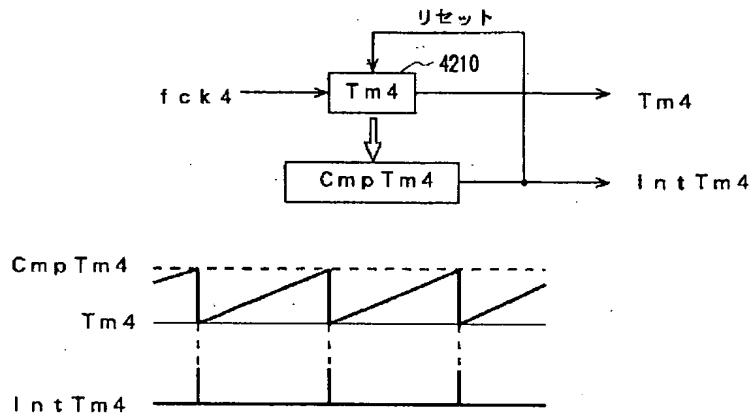
Figure 1 is a block diagram of a motor control system. The system includes a 3/2 phase-locked loop (4232) that receives inputs  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_d^*$ ,  $i_q^*$ ,  $\theta$ , and  $\Delta\theta$ . It outputs  $I_d^*$  and  $I_q^*$  to a current feedback block (4231) which also receives feedback  $I_d$  and  $I_q$ . The output  $V_d^*$  and  $V_q^*$  go to a 2/3 phase-locked loop (4233) which outputs  $v_{u\#1}$ ,  $v_{v\#1}$ ,  $v_{w\#1}$ . These are combined with feedback signals (4250) to produce  $v_{u\#2}$ ,  $v_{v\#2}$ ,  $v_{w\#2}$ . These signals pass through integrators (4230) and a current limit block (4210) with time constant  $T_{m4}$ . The resulting signals  $v_{u\#}$ ,  $v_{v\#}$ ,  $v_{w\#}$  are then processed by a rectangular wave current command generation block (4241) which also receives  $CSU$ ,  $CSV$ ,  $CSW$ , and  $FDrv$  inputs. The final output is a three-phase voltage source inverter (4240) which drives the motor (4220).



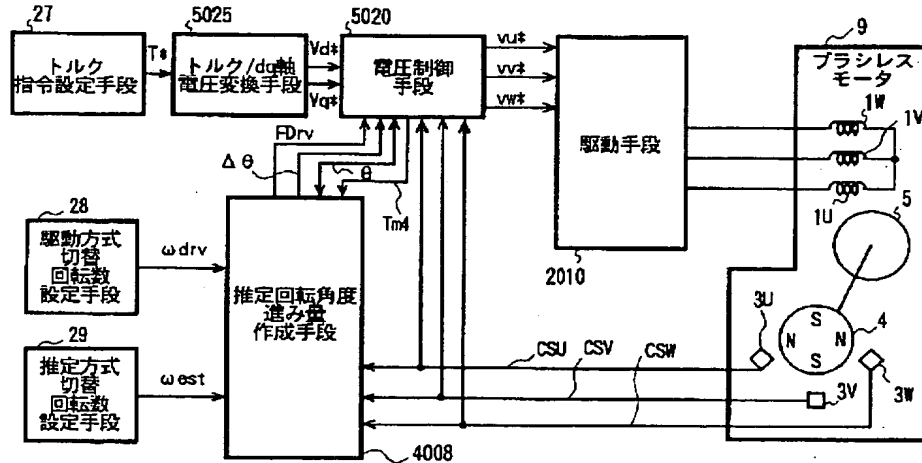
【図26】



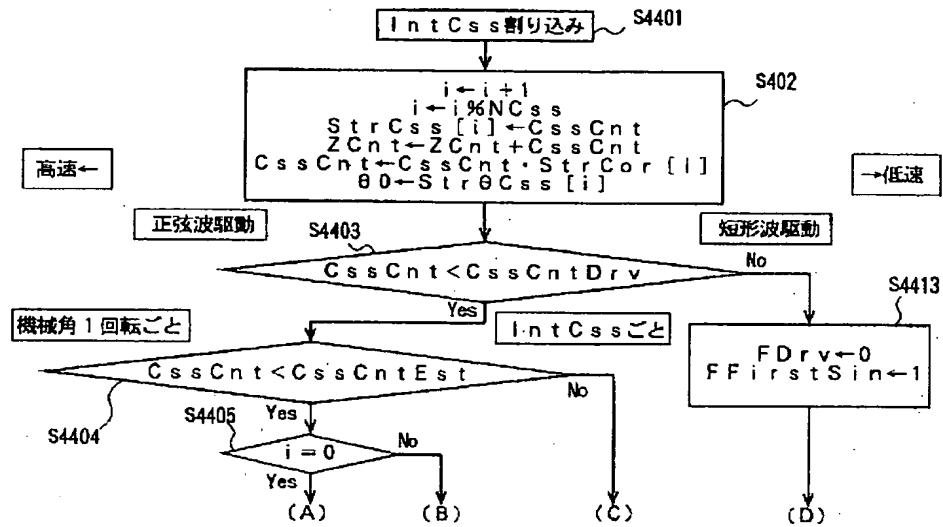
【図27】



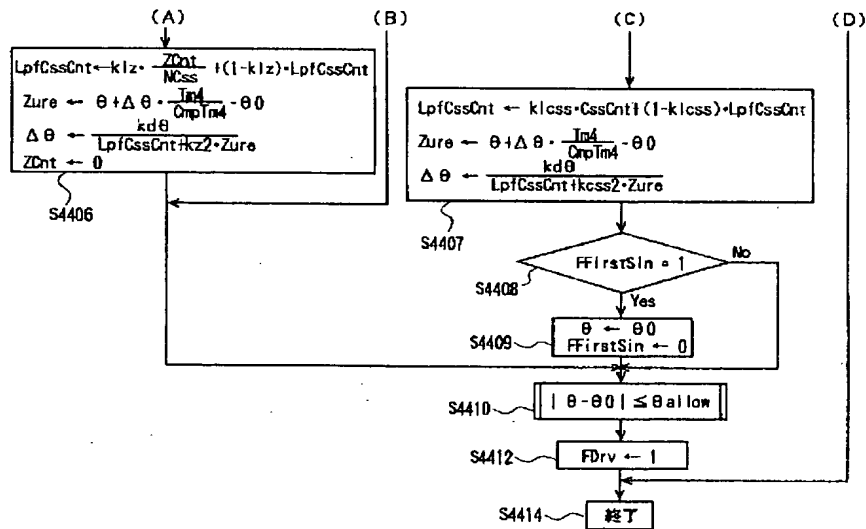
【図30】



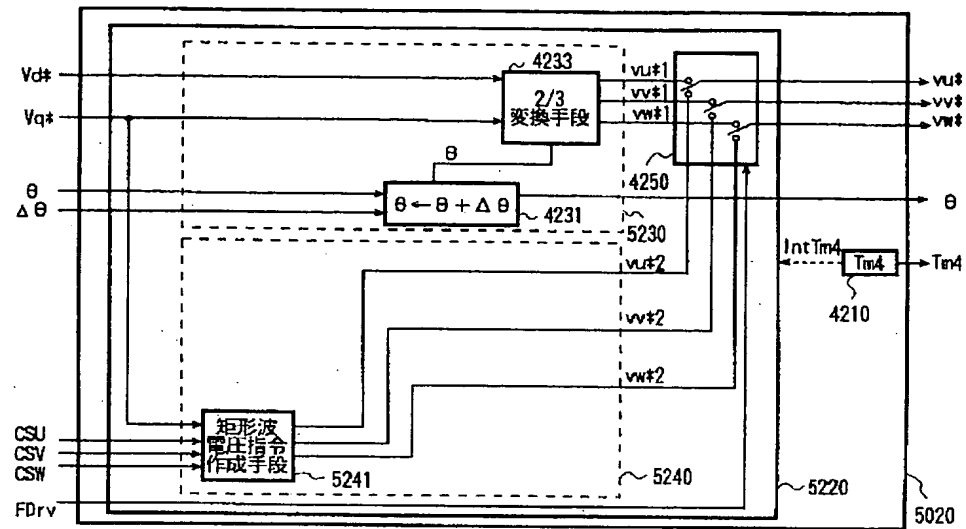
【図 28】



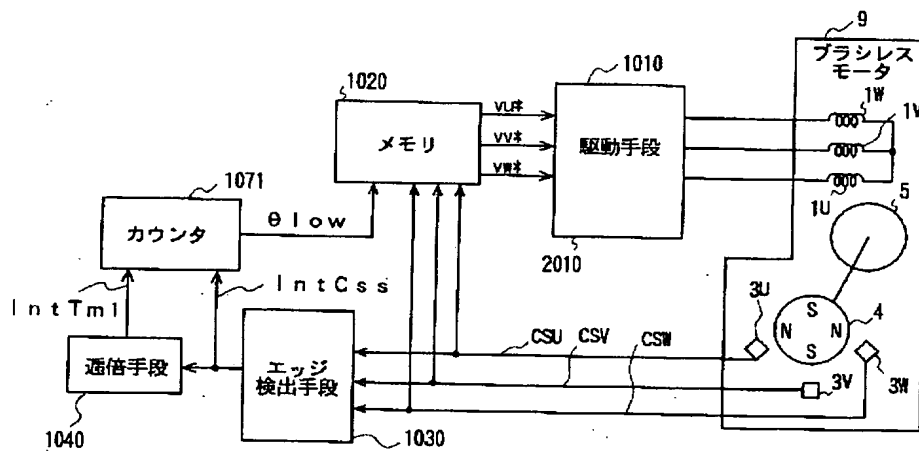
【図 29】



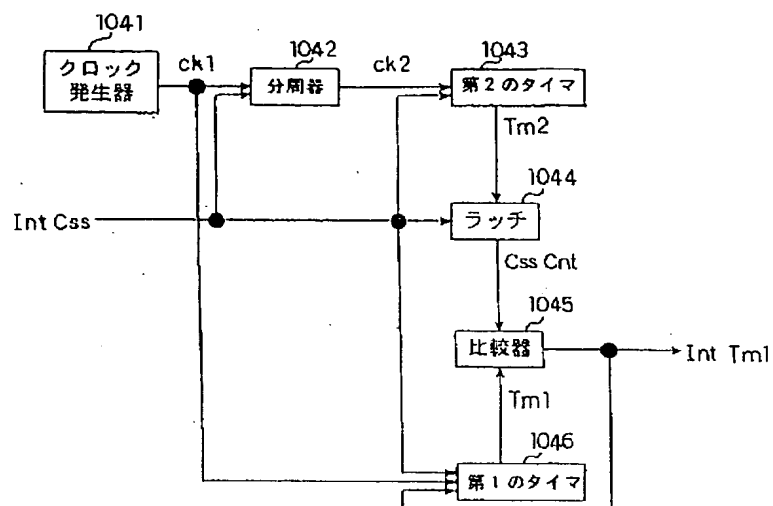
【図 3 1】



【図 3 2】



【図33】



フロントページの続き

(72) 発明者 岸部 太郎  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72) 発明者 丸山 幸紀  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内